

15F
N° 1708
SEPTEMBRE
1984
LIXe ANNÉE
LE HAUT-PARLEUR
LA REFERENCE EN ELECTRONIQUE
ISSN 0337 1883
HI-FI. AUDIO. VIDEO. MICRO-INFORMATIQUE. REALISATIONS
AUDIO
L'AMPLIFICATEUR NUMERIQUE
LE LECTEUR COMPACT DISC PHILIPS CD 104
REALISATIONS
UNE ATTENTE TELEPHONIQUE MUSICALE
UN INDUCTANCEMETRE CAPACIMETRE
MICRO-INFORMATIQUE
LE MICRO-ORDINATEUR EXELVISION EXL 100
EMISSION RECEPTION
COMMENT CHOISIR SON RECEPTEUR OU SON TRANSCEIVER DE TRAFIC
Vidéo Actualité
LE MAGNETOSCOPE HITACHI VT 34 S
T.V.C. — CT 2601
NEC
BELGIQUE : 105 F.B. • CANADA : 2.50 $ • SUISSE : 5 F.S. • TUNISIE : 1.49 DIN • ESPAGNE : 300 PTAS

LE NOUVEAU METRIX OX 710 B



DERNIERE MINUTE : MULTIMETRE ANALOGIQUE MX111

42 gammes de mesures - 1600 V. CC/CA.
20.000 Ω V/CC - 6320 V/CA — Précision 2% CC - 3% CA
2 bornes d'entrée pour tous les calibres
galvanomètre à suspension antichoc,
Cadran panoramique. Miroir antiparallaxe.
Lecture directe et repérage des fonctions et échelles par couleurs.
DWELLMETRE AUTOMOBILE — CAPACIMETRE BALISTIQUE.
Sécurité conforme à la CEI 414.
Douilles de sécurité et pointes de touche
avec anneau de garde.
PROTECTION TOTALE CONTRE 220 V/CA.

NOUVEAU METRIX **469F**



Oscilloscope double trace 15 MHz

- Écran de 8 x 10 cm.
- Le tube cathodique possède un réglage de rotation de trace pour compenser l'influence du champ magnétique terrestre.
- Bande du continu à 15 MHz (– 3 db).
- Fonctionnement en XY.
- Inversion de la voie B (± YB).
- Fonction addition et soustraction (YA ± YB).
- Testeur incorporé pour le dépannage rapide et la vérification des composants (résistances, condensateurs, selfs, semiconducteur).
  Le testeur de composants présente les courbes courant/tension sur les axes à 90°.
- Le mode de sélection alterné choppé est commuté par le choix de la vitesse de la base de temps.

AVEC 2 SONDES

CRÉDIT SUR DEMANDE **3.190F** + port 48 F

metrix

DISTRIBUÉ PAR :

ACER COMPOSANTS
42, rue de Chabrol 75010 PARIS
Tél. : 770.28.31

MONTPARNASSE COMPOSANTS
3, rue du Maine 75014 PARIS
Tél. : 320.37.10

REUILLY COMPOSANTS
79, bd Diderot 75012 PARIS
Tél. : 372.70.17

SOMMAIRE

ELECTRONIQUE TECHNIQUE GENERALE

MICRO-INFORMATIQUE



VIDEO ACTUALITE

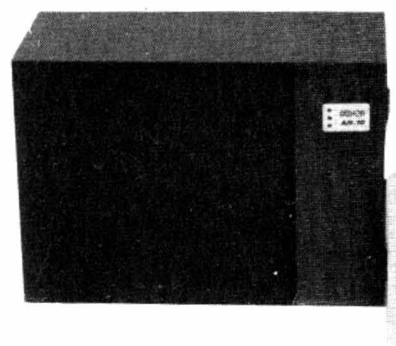
MESURE – SERVICE

AUDIO – HIFI TECHNIQUE GENERALE

REALISATIONS

EMISSION – RECEPTION

DIVERS







HAUT-PARLEURS

ET ENCEINTES ACOUSTIQUES

LA BOBINE MOBILE

Sa conception est tributaire de nombreuses contraintes, dont la plus importante est la valeur de résistance qui représente la valeur minimale du module de l'impédance complexe du haut-parleur, laquelle a l'allure typique déjà mentionnée (fig. 8). Cette résistance est choisie en fonction des valeurs de la grille normalisée (1) (cf. Publication 268-15 de la CEI), soit très généralement aujourd'hui 4 Ω ou 8 Ω. L'écart par rapport à l'impédance nominale dépend de la technique de réalisation.

En effet, l'accroissement de l'impédance avec la fréquence, qui est un facteur de diminution de l'efficacité, tout au moins dans le cas d'une attaque en tension, dépend de plusieurs facteurs :

– le choix du matériau constituant l'enroulement. L'adoption de l'aluminium au lieu du cuivre a l'effet indiqué par la figure 19, mais rend plus délicate l'opération de soudage des connexions externes. La section utile est augmentée en remplaçant l'émail classique par des vernis minces (moins de 30 microns d'épaisseur) autorisés par les faibles tensions appliquées,

– le mode de bobinage : nombre de couches – taux de foisonnement (qui peut être réduit en utilisant du fil à section carrée ou rectangulaire),

– la présence ou non d'une bague d'aluminium fendue pour améliorer la dissipation thermique ou l'existence d'une bague fermée en cuivre à proximité immédiate de la bobine mobile (OLSON), soit encore l'utilisation conjointe de ces deux types de bague avec interposition entre les deux d'un manchon élastique (procédé BAKERS qui améliore la réponse aux fréquences élevées),

– la saturation plus ou moins prononcée des pièces polaires (celle-ci limite l'augmentation d'impédance).

Parmi les autres contraintes, citons :

(1) 4 Ω, 8 Ω, 16 Ω, 25 Ω, 50 Ω pour les haut-parleurs élémentaires.

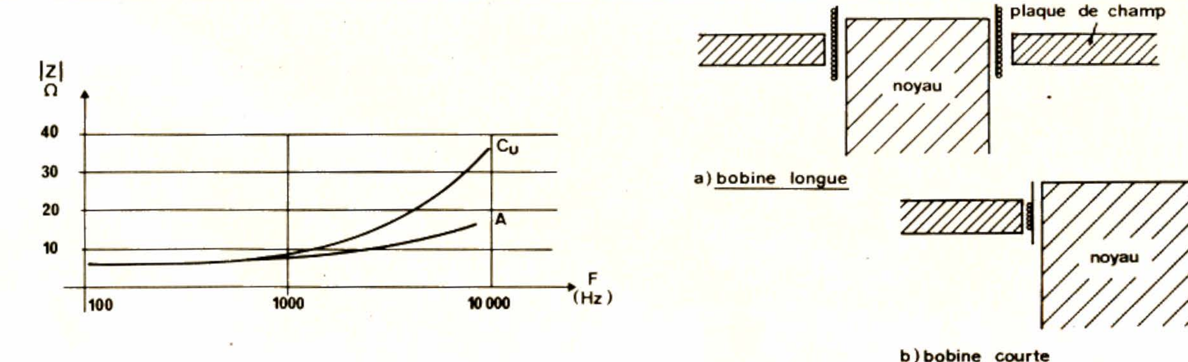


Fig. 19. – Variation d'impédance d'une bobine d'aluminium et d'une bobine de cuivre pour un haut-parleur de 21 cm (Z_{nom} = 8 Ω)

Fig. 20. – Options pour le choix de la longueur d'une bobine mobile

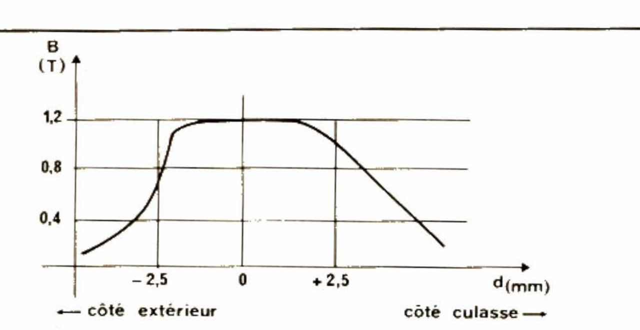


Fig. 21. – Variation de l'induction dans l'entrefer en fonction de la position de la bobine exploratrice (haut-parleur à dôme de 5 cm).

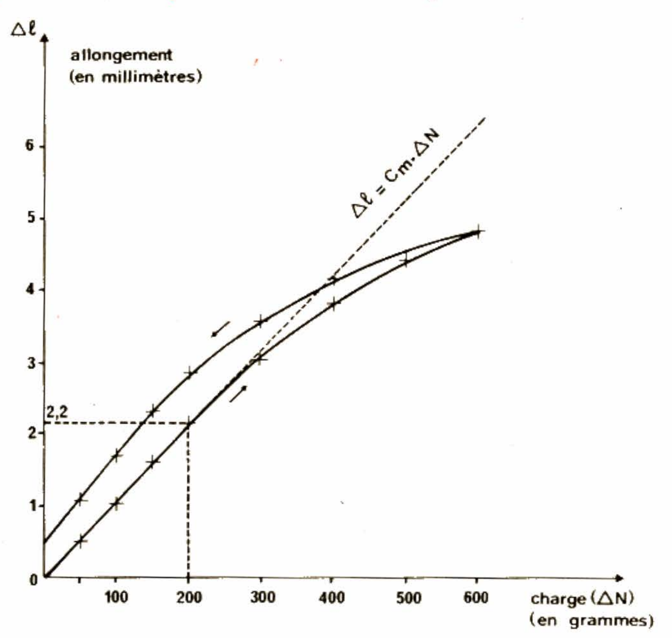


Fig. 22. – Courbe de variation du déplacement de la membrane en fonction de la charge appliquée.

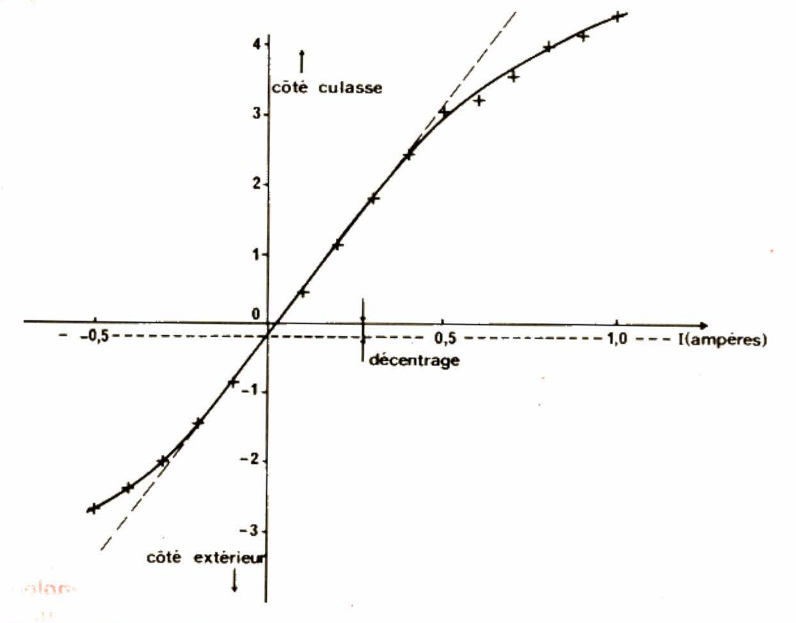


Fig. 23. – Courbe de premier déplacement d'un équipage mobile de haut-parleur grave de 13 cm (déplacement, en ordonnées, en millimètres).

– la linéarité

Il est fondamental que les spires coupent un flux constant de façon à minimiser la distorsion par harmoniques. Cette condition conduit à deux options (fig. 20).

– Bobine longue dont les spires dépassent de l'entrefer. Cette solution prévaut dans les haut-parleurs de grave et plus généralement dans les modèles à grande excursion (on peut citer le cas d'un modèle de 21 cm dont la bobine fait 19 mm de longueur pour une hauteur d'entrefer de 6 mm).

– Bobine courte dont la longueur n'excède pas 70 % de la hauteur de l'entrefer. C'est la solution réservée aux haut-parleurs de medium et d'aigu.

Pour les modèles à faible excursion (modèles d'aigu ou à chambre de compression), il est encore possible de faire affleurer les extrémités de la bobine avec les arêtes de la plaque de champ. L'essentiel sur ce point est que la variation d'induction dans l'entrefer soit faible pour toute l'excursion de la bobine, laquelle va de ± 1 mm pour un haut-parleur d'aigu, à ± 10 mm pour un haut-parleur de grave. Il doit être tenu compte de l'imprécision du centrage à la fabrication et du décentrage en vieillissement : influence de la pesanteur, gauchissement sous les effets de la température.

Une courbe typique de la variation d'induction en fonction de la position de la bobine dans l'entrefer d'un haut-parleur medium à dôme de 50 mm est visible dans la figure 21. La figure 22 illustre le phénomène d'hystérésis caractéristique de tout système de suspension, lequel contribue avec l'énergie de déformation stockée dans la membrane, au terme d'amortissement R_m du modèle analogique déjà cité (fig. 3). Cette courbe a été établie par la méthode qui sert à la détermination de l'élasticité (ou de son inverse, la raideur) de la suspension et qui sera exposée au chapitre des mesures. Dans le cas présent, on calcule la constante d'élasticité dans la zone linéaire, exprimant l en mètres, N en newtons, on obtient alors

$C_m = 11.10^{-4} m/N$.

La non-linéarité du déplacement en fonction du courant parcourant la bo-

bine mobile est parfaitement illustrée par la courbe de la figure 23, qui fait apparaître un décentrement quasi inévitable en production de série. Ce défaut est à l'origine de distorsion par harmoniques de rang 2, tandis que la dissymétrie par rapport à la position de repos crée de l'harmonique 3. C'est la raison pour laquelle certains constructeurs proposent un système à deux moteurs agissant en push-pull. D'autres fabricants, enfin, jouent sur le profil du noyau (géométrie tronconique) de façon à compenser cette dissymétrie par une meilleure concentration du flux dans l'entrefer.

– Le rendement

En adoptant comme terme d'efficacité intrinsèque du haut-parleur [7] la quantité

$$E = \frac{SB\ell}{R_e (M_d + M_b)} \quad (11)$$

S = surface active de la membrane (en m²)
B = induction dans l'entrefer (en T)
ℓ = longueur du fil de la bobine (en m)
R_e = résistance de la bobine (en Ω)
M_b = masse de la bobine (en kg)
M_d = masse du diaphragme (en kg)

On établit que le niveau acoustique à lm répond à la formulation :

$$N_{dB} = 20 \, Log_{10} (4775 \, E.U_{eff}) - \psi (\omega) \quad (12)$$

$\Psi(\omega)$ représentant un terme négligeable au-dessus de 2 fois la fréquence de résonance principale.
U_{eff} = tension efficace appliquée aux bornes de la bobine mobile.

On en conclut que pour un haut-parleur à membrane donnée (S et M_d sont imposés), il convient de rendre maximal le terme $l/Re (M_d + M_b)$.
avec :

$$M_b = \rho \, \frac{d \, \ell^2}{R_e}$$

ρ = résistivité du matériau constituant la bobine.
d = masse volumique du matériau.
En résolvant par rapport à l, on tire

$$l_{Opt} = \frac{M_d \, R_e}{d} \quad (13)$$

Cette valeur correspond en fait à l'égalité des masses M_d et M_b, puisqu'on vérifie :

$$M_b = \rho \, \frac{d \, \ell^2}{\rho \ell / s} = ds\ell$$

L'expression de l'efficacité intrinsèque maximale s'écrit alors :

$$E_{max} = \frac{SB}{2 \quad \rho d \, M_d R_e} \quad (14)$$

On voit immédiatement que E_{max} est d'autant plus grand que le terme d est faible, ce qui indique clairement le meilleur choix d'alliage, en notant :
– pour le cuivre, d = 8930 kg/m³
– pour l'aluminium, d = 2700 kg/m³

Ce raisonnement n'est malgré tout que rarement suivi, sauf pour les haut-parleurs d'aigu. D'une part, il s'avère que l'aluminium n'est pas de mise en œuvre commode (il occupera plus de place dans l'entrefer), d'autre part, on aboutit à un circuit magnétique presque irréalisable à cause d'un terme l_{opt} beaucoup trop grand, impliquant finalement un entrefer trop long qui ne permet pas d'assurer le flux d'induction escompté. Enfin et surtout, on s'écarte notablement d'une valeur optimale d'amortissement liée au terme $B\ell/R_e$ comme nous allons le voir maintenant.

– L'amortissement

Toujours en se référant au modèle de la figure 3, on note que l'amortissement global de l'équipage mobile fait intervenir l'amortissement électrique apporté par la résistance R_e de la bobine, celle-ci se combinant avec les termes R_ρ, R_m et R_a.

Pour calculer l'amortissement optimal, il est commode, par analogie avec les réseaux électriques, d'utiliser le facteur de surtension Q déjà introduit et dont dépendra directement la fonction de transfert électroacoustique, comme nous le verrons en détail

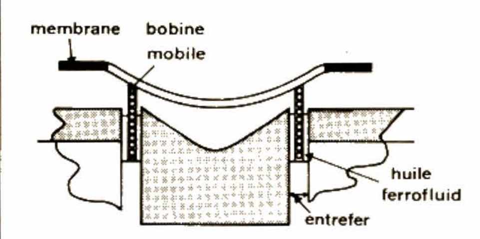


Fig. 24. – Détail du procédé « ferrofluid » pour amortissement et dissipation thermique de la bobine mobile.

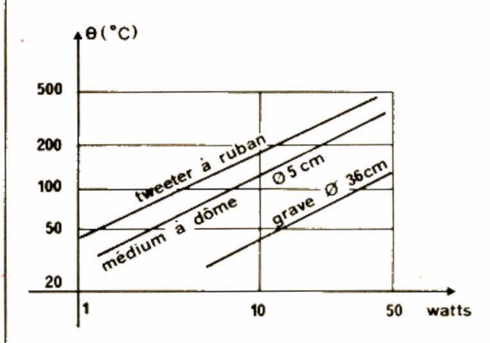


Fig. 25. – Accroissement de la température en fonction de la puissance.

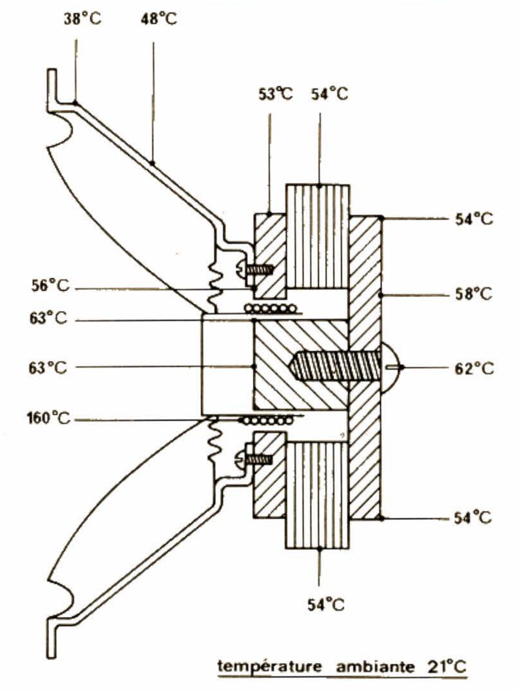


Fig. 26. – Relevé des températures sur un haut-parleur en régime permanent. (Doc. Rank-Leak-Wharfedale).

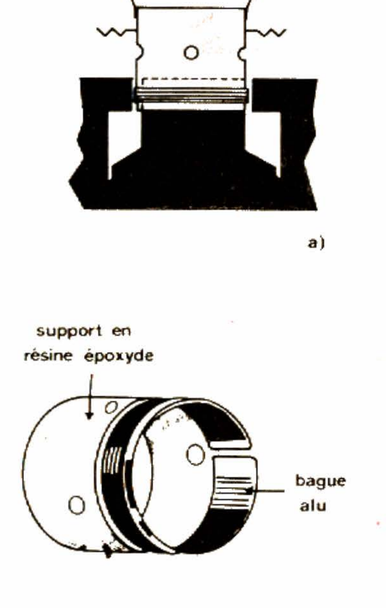


Fig. 27. – Technologie de support de bobine mobile :
a) Vue en coupe du circuit magnétique.
b) Détail du support.

au chapitre des enceintes acoustiques, soit :

$$Q_T = \frac{(L_m + L_e + L_a)/C_m}{R_t} \quad (15)$$

$$R_t = R_m + R_a + \frac{B^2 \ell^2}{(R_g + R_e)\, S^2 d} \quad (16)$$

Expression dans laquelle on peut, dans un premier temps, négliger R_g (attaque en tension) et R_a (haut-parleur chargé) où il apparaît que le réglage en réponse transitoire impose un contrôle strict du terme $B^2\ell^2/R$, en recherchant pour Q_T une valeur comprise entre 0,3 et 0,7.

Cette approche, suivie aujourd'hui systématiquement par les haut-parleurs à fréquence de résonance basse conçus pour enceintes closes, conduit finalement à sacrifier le rendement au profit d'un amortissement réglé au voisinage de la valeur critique, avec les bobines longues pour lesquelles on vérifie :

$5 < B\ell < 20$, $B\ell$ = facteur de force
$0,3 < Q_T < 0,7$, (B en Tesla, ℓ en mètre)

La détermination des caractéristiques de bobinage est facilitée par l'utilisation d'abaque, sinon à partir d'un programme sur calculateur électronique.

La réalisation se fait classiquement en un, deux ou quatre couches, selon les caractéristiques recherchées :

– **une couche :** légèreté – champ élevé lié à une faible largeur d'entrefer – c'est la technologie habituelle pour les tweeters ;

– **deux couches :** disposition classique pour haut-parleurs grave et medium qui permet des sorties d'enroulement d'un même côté ;

– **quatre couches :** on en attend un meilleur refroidissement et un coefficient de surtension plus élevé améliorant la réponse en basse fréquence des haut-parleurs grave à haut rendement.

Pour contrôler le facteur d'amortissement, certains constructeurs ont recours à un artifice consistant à immerger partiellement la bobine mobile dans une huile ayant de fines particules métalliques en suspension (FERROFLUID) (2). Par ce biais, on obtient du même coup :

– un amortissement de la résonance principale (très utile pour les haut-parleurs medium).

– un meilleur refroidissement de la bobine (la conductivité thermique est environ 5 fois plus élevée que dans l'air),

– une étanchéité aux poussières ou limailles (voir fig. 24).

– La tenue thermique et mécanique

Le projet mécanique est presque entièrement défini aujourd'hui par les conditions sévères de température que connaissent les petits haut-parleurs montés en coffret clos, la limitation de puissance électrique admissible étant finalement directement liée à la température de la bobine mobile comme en témoigne la figure 25 (8). Selon cette référence, la constante de temps thermique, c'est-à-dire, le temps au bout duquel la température a atteint 63 % de la valeur en régime permanent serait comprise entre 0,3 s (équipages à faibles dimensions équipant les tweeters) et 9s (bobines mobiles de diamètres supérieur à 40 mm et équipant les haut-parleurs grave). On en déduit qu'un régime de température aussi vite établi rend particulièrement vulnérables les tweeters soumis à une tension élevée ; d'où la nécessité de leur adjoindre des protections « rapides » extérieures, que nous décrirons au chapitre XIII.

L'élévation de température se révèle non seulement néfaste à la tenue mécanique de la bobine mobile, mais également au circuit magnétique, puisque selon une étude récente des laboratoires de RANK-WHARFEDALE (Angleterre), l'aimant peut se trouver porté en régime permanent à plus de 50° C (fig. 26), avec comme conséquence une chute de son énergie spécifique. C'est la raison pour laquelle RCA a jadis conçu pour ses haut-parleurs de sonorisation un dispositif de refroidissement par eau. Ajoutons enfin que l'élévation de température de la bobine mobile se traduira par une augmentation de la résistance, laquelle peut atteindre 50 % au voisinage de 160° C, pour un conducteur en cuivre. Il en résultera inéluctablement une perte de sensibilité accompagnée d'une modification des impédances de charge des filtres d'aiguillage.

Pratiquement, les exigences de tenue en température, de rigidité et de légèreté, sont classiquement remplies aujourd'hui, soit en faisant appel à des supports en résine époxyde avec bague d'aluminium anodisé chargée d'évacuer les calories (fig. 27), soit par suppression pure et simple de carcasse en partant d'un bobinage à fil thermo-adhérent (fil émaillé gainé d'un film thermoplastique soluble dans l'alcool). Ces précautions permettent des fonctionnements sans dommage jusqu'à 250 °C. Pour les haut-parleurs de sonorisation, cette limite est à reculer jusqu'à 500-600 °C, en faisant appel à des adhésifs conçus pour les applications aéronautiques.

Comme cela a été déjà indiqué, l'utilisation de fluides magnétiques peut abaisser de 20 °C la température de fonctionnement (9).

Un point important concernant le bobinage est :

– d'une part, que les fils de la bobine mobile soient bien perpendiculaires à l'axe de révolution, de façon à ce que la force magnétomotrice soit bien axiale,

– d'autre part, que les prises-relais de connexion pour tresse souple, faisant la liaison entre équipage mobile et bornes extérieures, soient bien symétriques par rapport à l'axe du haut-parleur, sous peine d'introduire des déformations (dissymétrie des lobes de directivité, distorsion par sous-harmoniques).

Pour les haut-parleurs d'aigu, la chasse à l'inertie est prioritaire ; cela conduit à réduire autant que faire se peut les masses parasites ramenées par le collage, tout en garantissant la rigidité mécanique en toutes circonstances. A titre indicatif, pour un haut-parleur de médium ∅ = 5 cm, on obtient :

membrane : 0,225 g
support de bobine : 0,24 g
fil de bobine : 0,9 g
divers (colle, armature de la membrane) : 0,12 g. Soit un total de 1,55 g.

Pour un haut-parleur d'aigu classique, il est aujourd'hui courant d'abaisser la masse totale de l'équipage mobile à moins de 0,2 g.

(à suivre) **P. LOYEZ**

(2) Il s'agit de fines particules (moins de 0,01 μ) de ferrite (Fe_3O_4) en suspension dans une huile à basse tension de vapeur, initialement développée pour la lubrification de turbines.

ABC de la micro-informatique

Nous poursuivons aujourd'hui notre incursion dans le domaine de l'opto-électronique avec la présentation du principe de l'affichage multiplexé, très utilisé sur les kits d'initiation à la micro-informatique et sur les petits automatismes à base de microprocesseurs. Nous parlerons ensuite des photocoupleurs, souvent employés également, pour relier deux équipements informatiques ou sur des cartes d'acquisition digitales. Enfin, nous quitterons l'optoélectronique pour étudier des circuits plus spécifiquement micro-informatiques avec les mémoires.

Affichage multiplexé

Considérons la figure 1 sur laquelle nous avons représenté un affichage à quatre chiffres. Nous constatons qu'il faut réaliser, entre les afficheurs et l'électronique de commande, 29 liaisons. C'est beaucoup, de plus, il faut prévoir un décodeur binaire – 7 segments par chiffre à afficher ; c'est encore beaucoup, cela occupe de la place et consomme du courant.

Ces remarques, si elles ne sont pas trop graves au niveau d'un affichage à quatre chiffres, deviennent impressionnantes si l'on pense aux afficheurs de calculatrices qui comportent jusqu'à 12 chiffres (soit, dans le cas précédent, 85 fils de liaison et 12 circuits de décodage binaire – 7 segments !).

Pour pallier ces inconvénients, le mode d'affichage multiplexé est quasi universellement adopté à partir de trois ou quatre chiffres en raison de la simplification du câblage (et donc du dessin du circuit imprimé) qu'il apporte. De plus, dans le cas de circuits LSI tels ceux des calculatrices par exemple, où il faut piloter douze chiffres, il serait impossible de réaliser le boîtier de ceux-ci pour un affichage conventionnel puisque le nombre maximum de pattes qu'il est possible de placer sur un boîtier de CI actuel est de 64.

Le principe d'un tel affichage est relativement simple à assimiler une fois que l'on sait que :

– Les LED ont un temps de réponse très court (voir ci-avant).

– L'œil humain n'est pas parfait, ce qui fait que l'on peut bénéficier du phénomène de persistance des impressions rétiniennes ; à savoir que, une image, même fugitive, qui se répète toutes les 20 ms nous semblera continue.

Dès lors, il devient possible de comprendre le fonctionnement d'un affichage multiplexé tel celui présenté figure 3. Nous y voyons le circuit qui génère les codes binaires à afficher, suivi d'un commutateur (électronique bien sûr) qui présente successivement ces codes à un seul et unique décodeur binaire – 7 segments ; d'autre part, un autre commutateur fonctionnant en synchro-

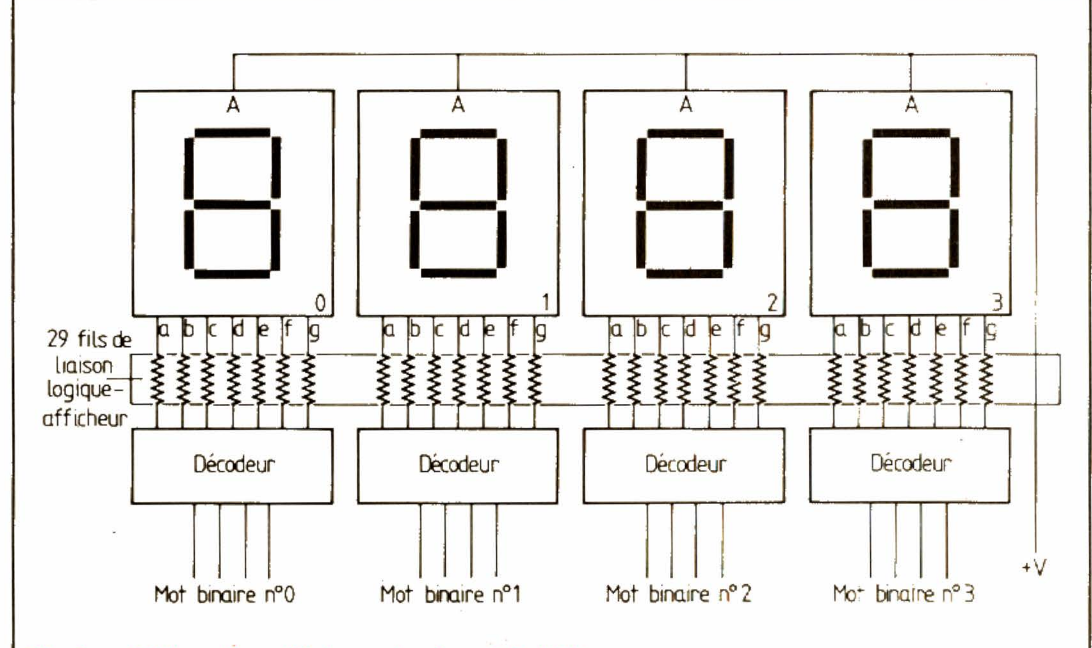
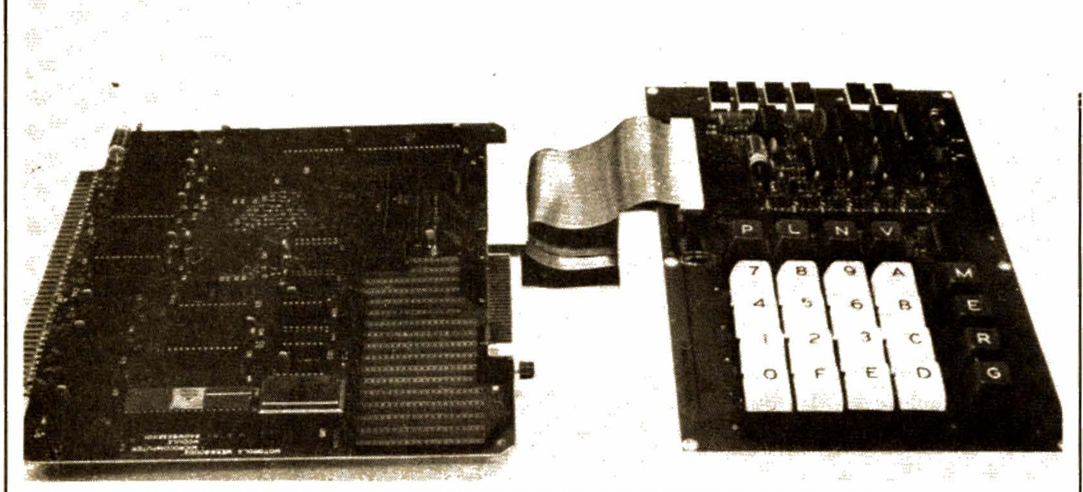


Fig. 1. – Câblage d'un afficheur classique à 4 chiffres.



Un kit d'initiation au microprocesseur 6800 utilisant un affichage multiplexé.

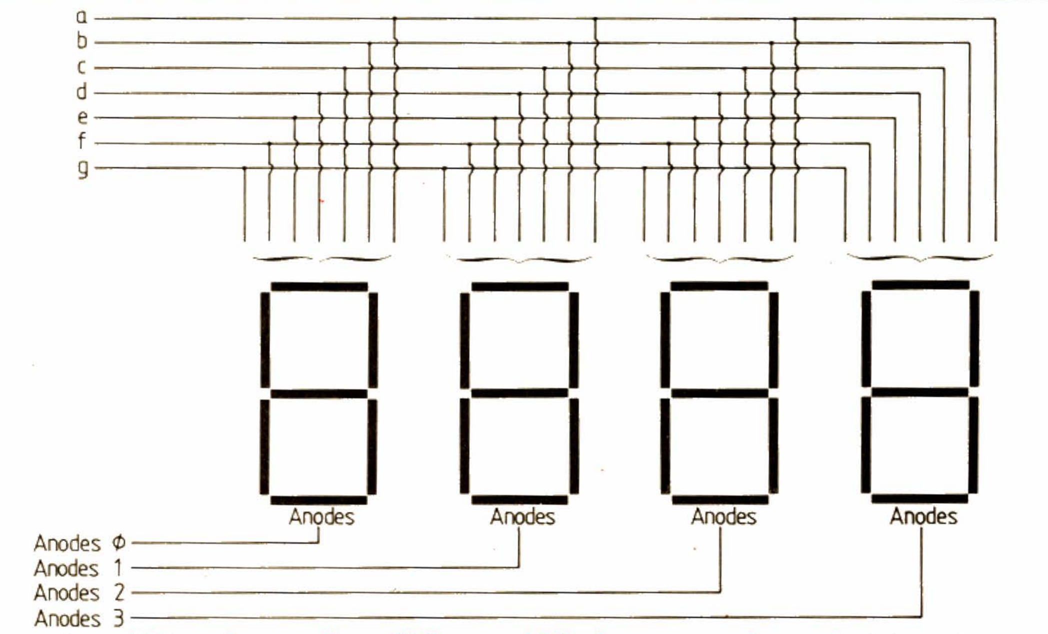


Fig. 2. – Câblage interne d'un afficheur multiplexé ; en exemple, un 4 chiffres à anodes communes.

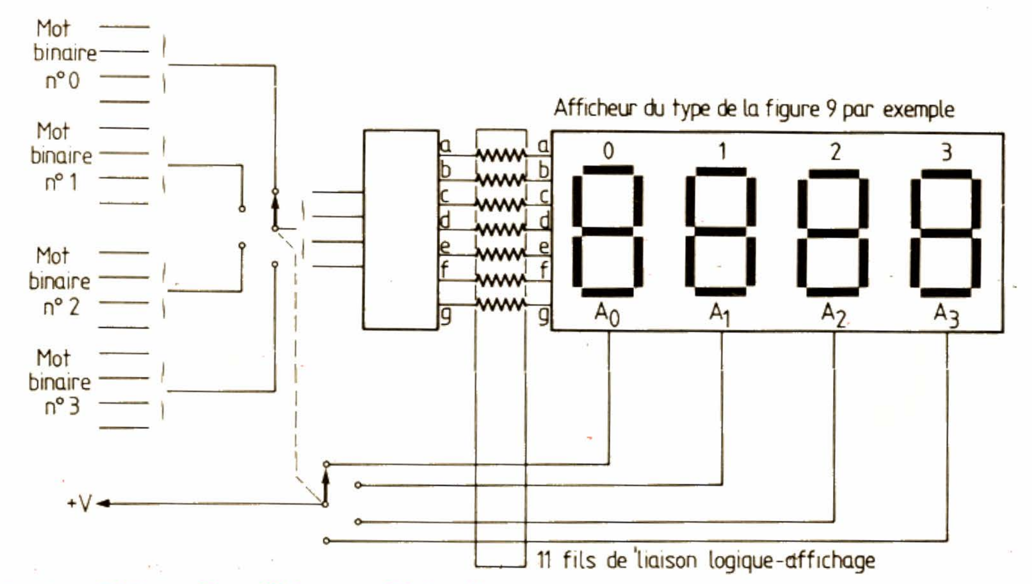


Fig. 3. – Câblage d'un affichage multiplexé à 4 chiffres.

nisme avec le précédent commande l'alimentation des afficheurs.

Le fonctionnement de l'ensemble se passe comme suit :

– Au temps T_0, les deux commutateurs sont en position 0 et l'afficheur 0 est alimenté ; par ailleurs, le décodeur reçoit le code du chiffre à afficher en position 0, ce chiffre est donc affiché sur l'afficheur 0.

– Au temps T_1, le commutateur passe en position 1, l'afficheur 1 est donc alimenté et le décodeur reçoit le code correspondant au chiffre à afficher en position 1, ce chiffre apparaît donc sur l'afficheur 1.

– Et ainsi de suite pour les positions 2 et 3 du commutateur.

– Arrivé en 3, le commutateur repasse à 0 et un nouveau cycle peut commencer.

Nous contatons donc qu'un seul afficheur est alimenté à un instant donné, ce qui nous permet de relier les segments homologués entre eux puisque seul l'afficheur concerné par le code présent sur ces lignes de segments sera alimenté. Cela implique, par contre, de réaliser la « rotation » du commutateur suffisamment vite pour qu'un cycle complet se déroule en moins de 20 ms. Dans le cas contraire, nous aurions un papillotement désagréable de l'affichage. Cette contrainte est aisée à respecter, même pour les affichages à une vingtaine de chiffres en raison de la vitesse de réponse des diodes électro-luminescentes.

Si l'on compare un affichage multiplexé de ce type à un affichage classique tel celui évoqué ci-avant pour notre calculatrice à douze chiffres, le gain est évident puisque,

de 85 fils et 12 décodeurs, on tombe à 19 fils (7 segments + 12 fils d'anodes ou cathodes communes) et 1 décodeur.

Mais, direz-vous, cela complique le circuit logique qui fournit les données à l'affichage puisqu'il faut qu'il dispose des commutateurs électroniques dont nous venons de parler. C'est exact, mais ces commutateurs ne sont rien d'autre que des multiplexeurs qui existent tout intégrés comme nous l'avons vu dans un précédent numéro. D'autre part, et dans le domaine qui nous intéresse dans cette série d'articles, il faut savoir que la grande majorité des circuits LSI sont prévus pour un affichage multiplexé et que la connexion d'un afficheur est alors très simple comme le montre la figure 4 à titre d'exemple.

Nous avons résolu, avec ce principe, le problème posé par l'affichage de très longs nombres ; par contre, un problème se pose lorsque l'on veut afficher du texte. Il est en effet difficile de faire des lettres lisibles avec un afficheur 7 segments. Pour ce faire existent des afficheurs à matrice de points dont nous allons vous dire quelques mots.

Les afficheurs à matrices de points

Ces afficheurs font encore appel à des LED, mais celles-ci sont de très petite taille et sont disposées en matrices comme le montre la figure 5. Dès lors, on comprend très bien qu'en n'allumant que certaines LED dans cette matrice, il soit possible de former tous les symboles désirés et, entre autres, les lettres de l'alphabet. La qualité du graphisme de ces symboles ne dépend que du nombre de points dans la matrice.

Pour simplifier la conception interne de tels afficheurs, tous les points de connexion des LED ne sont pas accessibles ; celles-ci sont en effet câblées en mailles comme le montre la figure 5 et, pour faire allumer la LED repérée par une astérisque, il faudra mettre la ligne 3 à une tension positive et la colonne 2 à la masse. Comme de telles opérations seraient délicates à réaliser au moyen de composants externes, ces aficheurs contiennent quasiment toujours un décodeur approprié sur lequel l'utilisateur n'a qu'à appliquer un code correspondant au symbole à visualiser pour faire apparaître celui-ci. Comme nous le verrons, il existe des codes normalisés qui simplifient encore ce travail. La structure de ces afficheurs permet, comme les 7 segments, de les utiliser en mode multiplexé selon le même principe, ainsi trouve-t-on des barrettes capables d'afficher, par exemple, 20, 40 ou 80 caractères alphabétiques, réalisées selon ce principe de matrices de points.

Les autres afficheurs

Nous n'allons pas détailler ici tous les types d'afficheurs existant technologiquement parlant, d'autant plus que, par exemple, le principe d'un afficheur multiplexé est le même, que l'afficheur soit à LED, à gaz

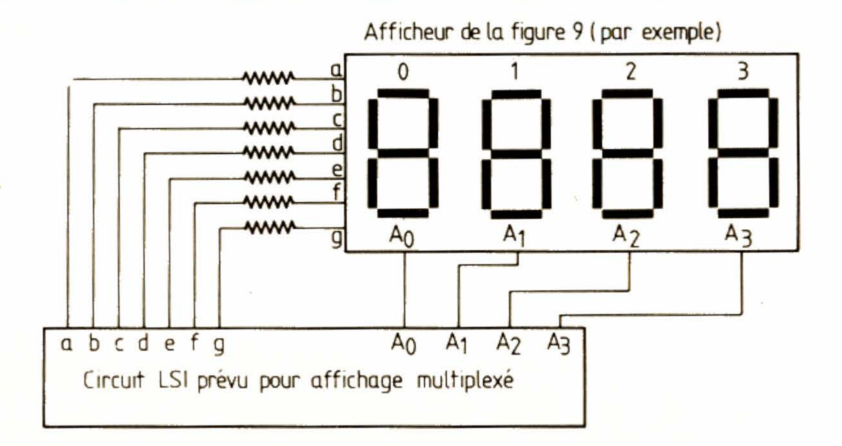


Fig. 4. – Si l'afficheur doit être connecté à un circuit prévu pour l'affichage multiplexé, le schéma devient extrêmement simple.

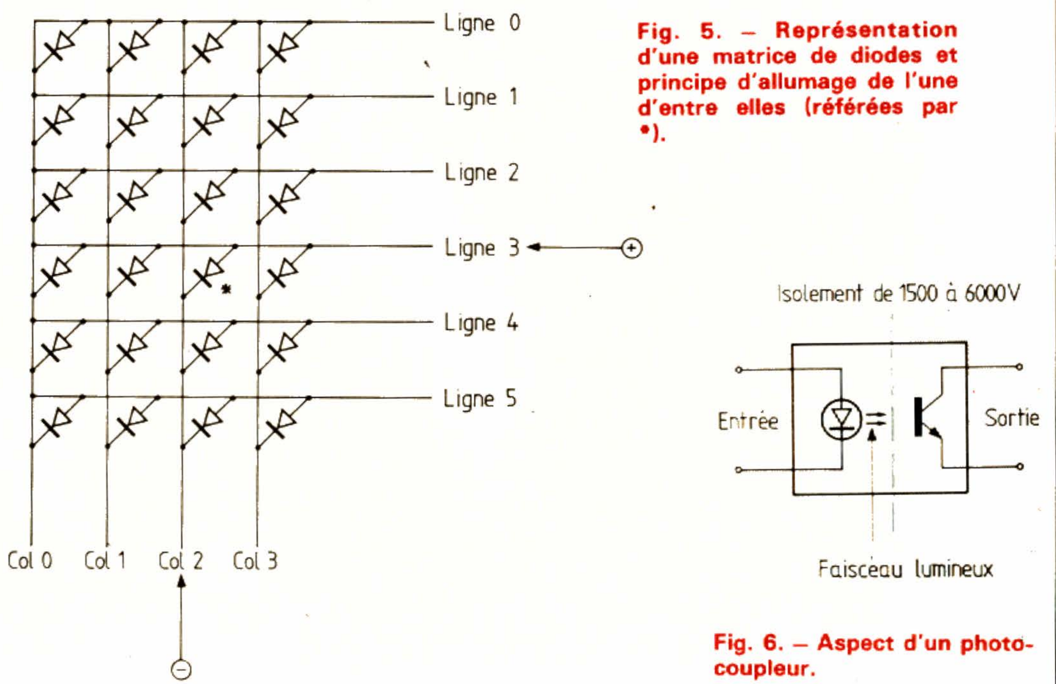
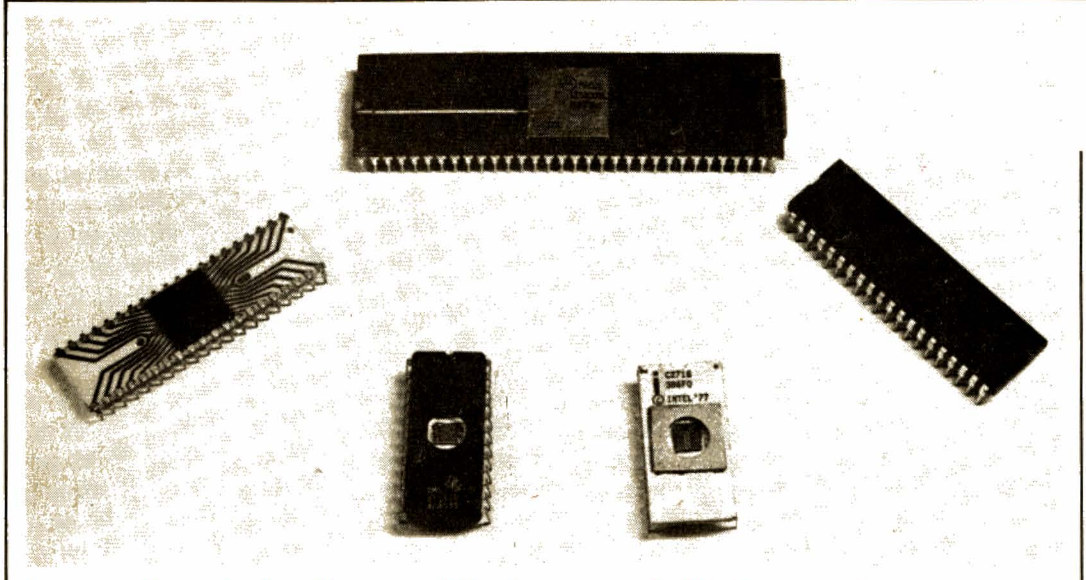


Fig. 5. – Représentation d'une matrice de diodes et principe d'allumage de l'une d'entre elles (référées par •).

Fig. 6. – Aspect d'un photocoupleur.



Au centre deux mémoires dont ont voit la puce sous une fenêtre transparente.

ou a plasma, seules les tensions à appliquer changent. Nous nous en tiendrons donc là, notre but étant de vous initier à la micro-informatique et non de faire de vous des spécialistes de l'optoélectronique.

Nous allons, par contre, étudier un composant optoélectronique qui est très utilisé en micro-informatique : le photocoupleur.

Les photocoupleurs

Ces composants, qui existent depuis de nombreuses années, sont méconnus du grand public et nous avouons ne pas comprendre pourquoi ; ils sont en effet peu coûteux (6 F pour un photocoupleur ordinaire), peu fragiles, simples d'emploi et présentent des caractéristiques très intéressantes, même pour les modèles de bas de gamme.

Un photocoupleur n'est rien d'autre qu'une diode électroluminescente placée en face d'un phototransistor (c'est-à-dire d'un transistor sensible à la lumière) ou d'une photodiode (idem mais avec une diode) ; le tout étant enfermé dans un boîtier étanche à la lumière pour soustraire le phototransistor à toute influence externe.

Le fonctionnement est aussi simple que la conception : lorsque la diode est éteinte, c'est-à-dire lorsqu'elle n'est traversée par aucun courant, le phototransistor ou la photodiode est bloquée et il ne peut passer aucun courant entre son émetteur et son collecteur ; au fur et à mesure que l'on fait croître le courant dans la diode, elle s'illumine de plus en plus vivement et l'espace collecteur émetteur du phototransistor devient de plus en plus conducteur.

On a donc transmis une information au moyen d'un faisceau lumineux, c'est-à-dire sans liaison électrique entre deux circuits comme le montre la figure 6 représentant ce composant. Il faut savoir que, grâce à la technologie de réalisation, il est possible sur les photocoupleurs ordinaires (en boîtiers DIL, c'est-à-dire en boîtiers de circuits intégrés classiques) d'obtenir un isolement entre entrée et sortie de 1 500 V, et un petit effort au niveau du choix du boîtier permet de trouver des photocoupleurs avec un isolement de 6 000 V entre entrée et sortie.

Ces composants sont donc très utilisés en micro-informatique et en automatismes à base de microprocesseurs car ils permettent, à très peu de frais, d'isoler de l'électronique « fragile » des circuits pouvant véhiculer des tensions dangereuses.

Cette possibilité d'isolement en tension est également très utile lorsque l'on doit connecter sur un même calculateur des éléments ne devant pas avoir

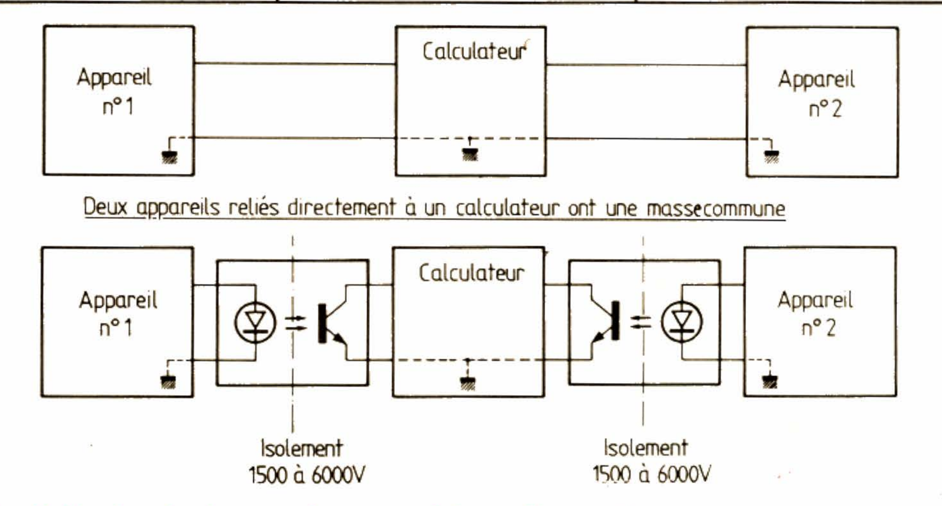
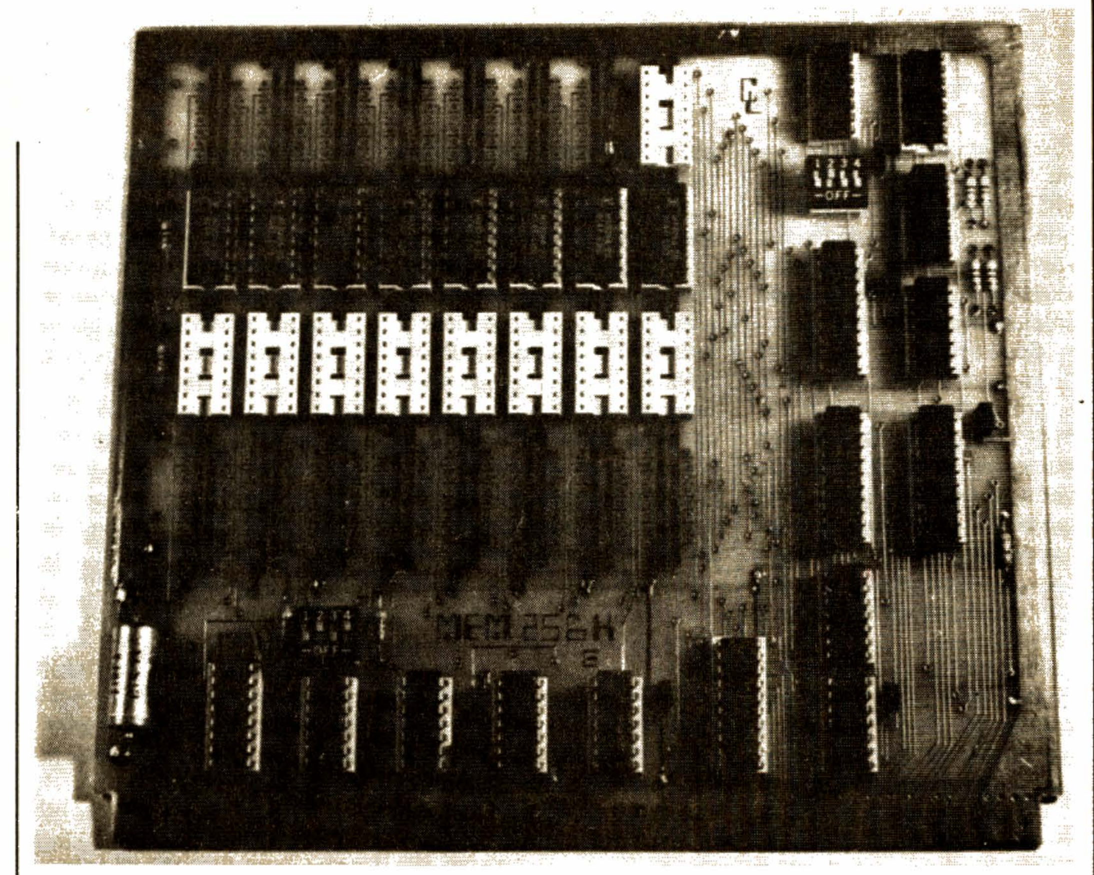


Fig. 7. – Utilisation de photocoupleurs pour liaisons d'appareils ne devant pas avoir de masse commune.

TYPE	NOMBRE PAR BOITIER	SORTIE	VITESSE	TRANSFERT	COURANT D'ENTREE	ISOLEMENT
6N135	1	transistor	1 MHz	7 %	16 mA	3 000 V
6N137	1	porte TTL	10 MHz	700 %	5 mA	3 000 V
HCPL 2630	2	portes TTL	10 MHz	700 %	5 mA	3 000 V
4N46	1	Darlington	3 kHz	350 %	0,5 mA	3 000 V
6N134	2	portes TTL	10 MHz	400 %	10 mA	1 500 V
HCPL2770	4	portes TTL	300 kHz	300 %	0,5 mA	1 500 V



Une carte mémoire de micro-ordinateur équipée de 64 kilo-octets, mais pouvant en recevoir jusqu'à 256.

de liaison de masse commune comme le montre la figure 7.

Par ailleurs, la très grande rapidité des diodes LED permet de concevoir des photocoupleurs dont la vitesse de travail s'échelonne entre 3 kHz pour les modèles bas de gamme jusqu'à 10 MHz pour les types les plus rapides actuellement sur le marché.

Pour compléter cet exposé, précisons qu'il existe de très nombreuses formes de photocoupleurs puisque l'organe de sortie peut-être : une diode, un transistor, un darlington (transistor à très grand gain), une porte logique, un thyristor, etc.

Le dernier paramètre dont nous n'avons pas encore parlé est le coefficient de transmission, c'est-à-dire ce qui définit le rapport entre le courant de sortie, et le courant d'entrée. Celui-ci est directement lié à l'organe de sortie puisqu'il varie de 7 % pour les « vieux » modèles à diodes jusqu'à 700 % pour les photocoupleurs à portes logiques intégrées. En d'autres termes cela signifie que pour un courant de commande de 1 mA, il sera possible en sortie de fournir 0,07 mA dans le premier cas (7 %), mais 7 mA dans le second cas, soit un gain de 7 !

Afin de fixer les idées quant aux performances, le tableau de la figure 8 présente quelques types classiques de photocoupleurs extraits du catalogue Hewlett Packard. On appréciera en particulier le HCPL 2630 qui est double et qui, malgré sa vitesse de travail de 10 MHz, présente un coefficient de transfert de 700 % et un isolement de 3 000 V ! Essayez d'en faire autant par d'autres moyens et nous vous promettons un brillant avenir en électronique !

Les mémoires

Il peut sembler curieux de commencer à parler de composants micro-informatique avec les mémoires alors que vous attendiez tous, sans doute, le microprocesseur. La raison de ce choix est purement pédagogique ; en effet la présentation des mémoires est assez facile à réaliser et permet d'aborder facilement des notions qui sont indispensables pour la compréhension du fonctionnement des microprocesseurs. Comme la présentation de ces derniers fait appel à de nombreux thèmes nouveaux, mieux vaut avoir vu un maximum de choses avant de les aborder car, dans le cas contraire, cela fait trop de notions nouvelles à assimiler d'un seul coup ; étudions donc les mémoires.

Comme leur nom l'indique, les mémoires servent à mémoriser de l'information, et, comme ce sont des circuits logiques, cette information est conservée en binaire.

Les mémoires sont divisées en deux familles principales selon leurs possibilités de rétention de l'information. On distingue les mémoires dites « mortes » appelées généralement ROM (de l'anglais Read Only Memory, ou mémoire à lecture seule) et les mémoires dites vives appelées généralement RAM (de l'anglais Random Access Memory, ou mémoire à accès aléatoire). Les ROM sont des mémoires dans lesquelles on programme, par un procédé dont nous allons parler, des informations. Cette programmation correspondant à une action physique au sein de la mémoire (destruction de liaison par exemple) de sorte que, même si une ROM n'est pas alimentée, l'information qui y a été programmée est conservée.

Une RAM, par contre, est une mémoire dans laquelle on peut écrire des informations à tout instant très facilement (en tout cas beaucoup plus facilement que dans une ROM lors de sa programmation) et dont on peut relire le contenu également à tout instant. A la différence de la ROM, la mémorisation se fait ici électroniquement (charge de capacité ou positionnement de bascules), ce qui signifie qu'à chaque coupure de l'alimentation, toute l'information qui était contenue dans la RAM est perdue.

Ces deux grandes familles de mémoires répondent chacune à un besoin bien défini dans un calculateur ou un micro-ordinateur : les ROM servent à stocker les informations à caractère permanent telles que les programmes que doit exécuter le calculateur par exemple, tandis que les

RAM servent au stockage de données temporaires, utilisées seulement pendant que le calculateur est sous tension telles que, par exemple, des résultats de calculs intermédiaires.

Ceci étant vu, et avant de passer à une étude plus approfondie de chaque famille, nous allons préciser quelques termes d'usage dans le langage des informaticiens concernant les mémoires (et les composants micro-informatiques que nous verrons ultérieurement).

Le contenu d'une mémoire, quel qu'il soit, est appelé des données. Le fait de venir chercher une donnée dans une mémoire s'appelle une lecture de la mémoire. Dans une RAM, le fait de placer une donnée en mémoire s'appelle une écriture ; tandis que dans une ROM, le fait de placer une donnée en mémoire (opération différente de celle faite avec une RAM car elle est ici beaucoup plus complexe) s'appelle la programmation de la ROM.

Rappelons aussi qu'un chiffre binaire (un 1 ou un 0) s'appelle un BIT (de l'anglais BInary digiT, ou chiffre binaire) et qu'un ensemble de N bits pris côte à côte s'appelle un mot de N bits. Si N est égal à huit, ce qui est très courant en micro-informatique, on a à faire à un mot de 8 bits ou octet, dans la langue de Shakespeare on dit aussi un BYTE (proncer baillte alors que BIT se prononce bit) mais nous préférons l'appellation française d'octet car elle ne prête pas à confusion.

Aspect et fonctionnement

Tout boîtier mémoire dispose, quel que soit son type, d'un certain nombre de broches aux fonctions standard que nous allons définir. Ces broches sont les suivantes :

– Des lignes de données en nombre variable selon le type de mémoire et son organisation interne. On peut avoir de une à huit lignes de données selon que l'on a à faire à des mémoires organisées en mots de 1 bit à 8 bits.

– Des lignes lignes dites d'adresse : ces lignes vont servir à sélectionner l'emplacement que l'on souhaite atteindre à l'intérieur de la mémoire pour y lire ou y écrire. Ces lignes d'adresse sont en nombre variable selon la taille de la mémoire c'est-à-dire selon le nombre de mots que l'on peut stocker dans celle-ci.

– Une ou plusieurs lignes de sélection du boîtier. Ces lignes permettent, lorsqu'elles sont portées au niveau adéquat, d'activer le boîtier c'est-à-dire de le rendre sensible aux signaux qui y sont appliqués et de valider ses sorties qui, autrement sont dans l'état haute impédance (le troisième état dont nous avons parlé dans nos précédents numéros).

– Une ligne lecture/écriture qui, bien sûr, n'existe que sur les RAM et qui sert à indiquer à la mémoire si l'on souhaite lire ou écrire dans celle-ci.

– Une ou plusieurs broches d'alimentation, selon la technologie de la mémoire, encore qu'à l'heure actuelle, les progrès des techniques d'intégration permettent de réaliser quasiment tous les types de mémoires en mono-tension 5 V (pour utiliser les mêmes alimentations que les circuits TTL).

– Le fonctionnement d'une mémoire est très simple à comprendre dans son ensemble, comme nous allons le voir en décrivant les chronogrammes présentés figure 9 pour la lecture et 10 pour l'écriture.

Pour lire dans une mémoire, il faut :

– Présenter l'adresse de la donnée que l'on souhaite lire.

– Positionner la ligne lecture/écriture au niveau correspondant à une lecture (cette opération est inutile pour une ROM qui ne dispose pas de cette entrée puisque l'on ne peut qu'y lire).

– Activer le boîtier mémoire en positionnant au bon niveau les lignes de sélection du boîtier.

Si ces opérations ont été effectuées dans cet ordre, la mémoire va faire passer ses lignes de données de l'état haute impédance dans lequel elles se trouvaient à un état correspondant au mot binaire lu à l'adresse spécifiée sur les lignes d'adresse. Ce positionnement des lignes de données n'est pas immédiat et a lieu au bout d'un certain temps qui s'appelle le temps d'accès de la mémoire. Ce temps d'accès est un paramètre fondamental de la mémoire puisqu'il définit sa vitesse maximum de travail. Pour écrire dans une mémoire (une RAM donc) il faut procéder de la façon suivante, en tout point analogue à l'écriture.

– Positionner les lignes d'adresse à la valeur correspondant à l'emplacement où l'on veut écrire.

– Mettre la ligne lecture/écriture au niveau correspondant à l'écriture.

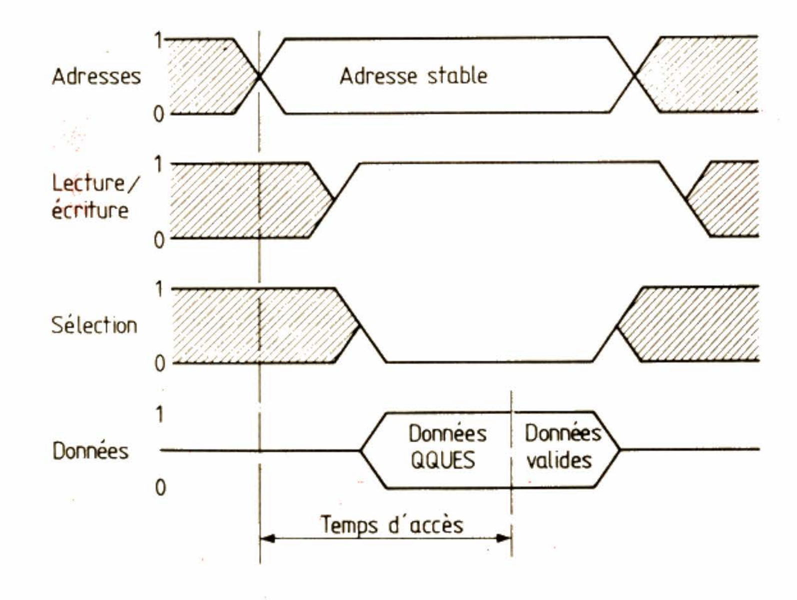


Fig. 9. – Chronogramme de lecture dans une mémoire

– Présenter sur les lignes de données la valeur à écrire dans la mémoire et l'y maintenir stable pendant un temps au moins égal au temps d'accès de la mémoire.

– Activer le boîtier au moyen de la ligne de sélection de boîtier.

Comme pour la lecture, le respect de l'ordre de ces opérations est essentiel pour un fonctionnement correct. Le paramètre important est, ici encore, le temps d'accès pendant lequel les données doivent être maintenues stables si l'on veut qu'elles soient prises en compte correctement par la mémoire.

Les chronogrammes des figures 9 et 10 correspondent à ces indications avec les conventions suivantes :

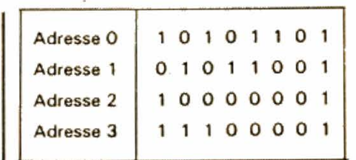
– La partie hachurée d'un signal signifie que celui-ci peut varier pendant toute la durée des hachures.

– Un signal représenté à mi-hauteur entre les niveaux logiques 1 et 0 est considéré dans l'état haute impédance.

– La mémoire choisie est active lorsque son entrée de sélection est au niveau bas.

– L'écriture a lieu lorsque la ligne lecture/écriture est au niveau bas. Dès lors, l'examen de ces chronogrammes doit correspondre au texte ci-avant détaillant le fonctionnement.

Pour clarifier un peu les notions de données et d'adresse que nous venons d'utiliser pour décire le fonctionnement des mémoires, la figure 11 présente une mémoire rudimentaire de 4 mots de 8 bits. Dans une mémoire de ce type, on lirait 10101101 à l'adresse 0, 01011001 à l'adresse 1, 10000001 à l'adresse 2 et 11100001 à l'adresse 3. Nous voyons donc que l'adresse n'est rien d'autre qu'un repérage de la position d'une donnée à l'intérieur de la mémoire. Remarquons aussi que ce repérage est arbitraire (nous aurions pu faire partir les adresses dans l'autre sens) et que la seule chose importante est d'utiliser toujours le même pour une mémoire donnée.



Adresse 0	1 0 1 0 1 1 0 1
Adresse 1	0 1 0 1 1 0 0 1
Adresse 2	1 0 0 0 0 0 0 1
Adresse 3	1 1 1 0 0 0 0 1

Fig. 11. – Pour comprendre les notions d'adressage : une mémoire de 4 mots de 8 bits.

Fig. 10. – Chronogramme d'écriture dans une mémoire.

Conclusion

Nous en resterons là pour aujourd'hui et poursuivrons cette étude des mémoires dans notre prochain numéro, avec des choses un peu plus pratiques et la présentation des diverses familles de mémoires utilisées en micro-informatique.

C. TAVERNIER

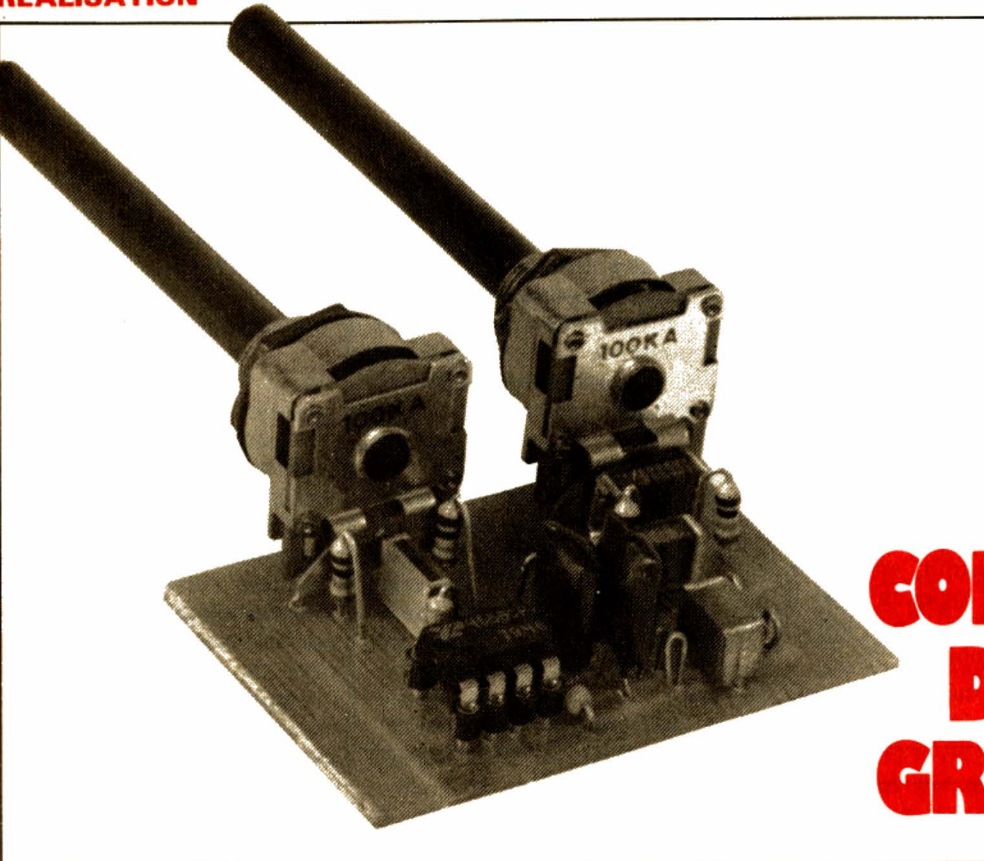
Bloc-notes

MEDAILLE D'OR JAPONAISE POUR L'ENCEINTE ACOUSTIQUE ELECTRO-VOICE PATRICIAN II

L'enceinte acoustique Patrician II d'Electro-Voice vient de se voir attribuer le Golden Sound Award 1984, la plus haute distinction japonaise dans le domaine de la haute-fidélité. C'est la revue « Stereo Sound » qui demande, une fois par an, à un jury formé d'une douzaine d'experts indépendants de désigner les meilleurs composants de haute-fidélité. La médaille d'or n'est attribuée qu'aux produits représentant le nec plus ultra du moment. Le jury attribue aussi des médailles d'argent et des mentions.

Le Patrician II est l'enceinte Hi-Fi la plus grande et la plus performante qui ait jamais été construite par Electro-Voice. Elle a une réponse en fréquence allant de 16 à 20 000 Hz (– 3 dB) avec égaliseur, et est donc capable de reproduire fidèlement le son de l'instrument le plus grave qui existe : le tuyau d'orgue de 32 pieds (9,75 m).

Ce système à directivité constante a un rendement de 95 dB/1 W/1 m. Son boomer de 75 cm est capable de fournir des niveaux de pression sonore de plus de 115 dB à très basses fréquences sans que soient atteintes les limites d'excursion du cône.



REALISEZ UN CORRECTEUR DE TIMBRE GRAVE/AIGU

Il s'agit là d'un sujet très connu, souvent évoqué lorsque les amplificateurs HiFi coûtaient fort cher et n'étaient pas aussi répandus qu'aujourd'hui. Avec la démocratisation de la HiFi, il n'est plus tellement rentable de réaliser soi-même sa chaîne, d'où une certaine rareté des schémas. Cependant, vous pouvez très bien avoir besoin, un jour ou l'autre, de doter un équipement existant d'un correcteur tel celui que nous proposons aujourd'hui. Ce correcteur, comme vous le constaterez, ne présente pas la courbe de réponse habituelle, en effet, nous avons voulu assurer une remontée des graves pas tout à fait classique, qui empêche de trop remonter le niveau de l'extrême-grave.
Son action maximale aura lieu, pour le grave, à 60 Hz, avec une amplitude de + 16/– 12dB, tandis que la remontée à 20 Hz sera limitée à + 9 dB/– 16 dB. Dans l'aigu, la remontée sera d'environ ± 12 dB à 20 kHz.

La figure 1 donne le schéma de principe de ce correcteur. Le premier étage sert d'adaptateur d'impédance. Cet étage est pratiquement indispensable pour assurer un bon fonctionnement du correcteur. En attaquant directement les potentiomètres par une source de résistance interne non nulle, on constaterait une modification de l'efficacité du correcteur, une interaction entre les commandes de grave et d'aigu et une perte de niveau. Avec le montage proposé ici, ces défauts sont évités, le gain de l'ensemble est pratiquement égal à l'unité. L'étage tampon, impédance d'entrée élevée et impédance de sortie nulle, ou très faible, est constitué d'un ampli avec contre-réaction totale.

Le principe de la correction est le suivant : lorsque le curseur du potentiomètre de grave se déplace vers la droite, C_2 shunte les fréquences hautes, le gain est pratiquement de 20 dB, mais le condensateur C_3 intervient pour limiter la remontée dans l'extrême grave. Potentiomètre vers la droite, nous avons un gain réduit dans le grave, le condensateur C_2 intervenant aux fréquences médium pour procurer un gain unité (C_2 se comporte comme un court-circuit).

Pour l'aigu, nous avons une contre-réaction qui varie de la même façon que précédemment, cette fois, le condensateur C_4 présente une impédance infinie aux fréquences basses, fréquences pour lesquelles le

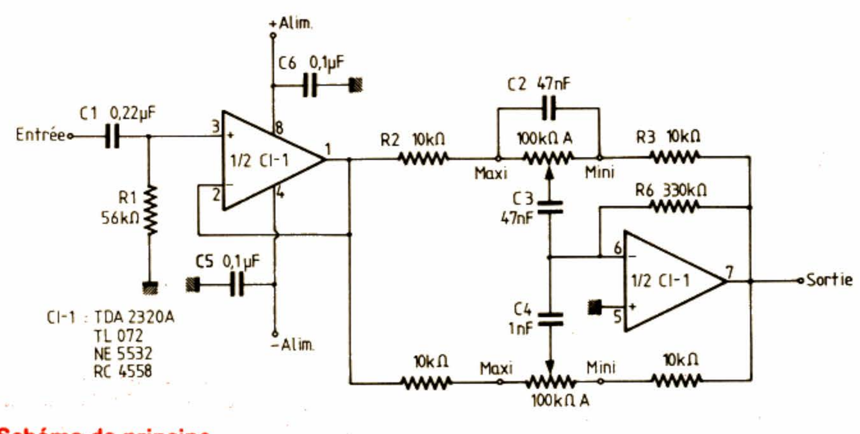


Fig. 1. – Schéma de principe.

correcteur n'intervient pratiquement pas.

La résistance R_6 sert à assurer la polarisation de l'entrée négative de l'amplificateur et, par la contre-réaction totale obtenue en continu, stabilise la tension de sortie continue du circuit intégré.

Nous avons utilisé ici un circuit intégré de marque SGS, beaucoup de fabricants de circuits intégrés proposent des doubles amplificateurs opérationnels compatibles broche à broche avec celui-ci, mais les performances ne sont pas toujours les mêmes. Compte tenu du niveau relativement important utilisable ici, ces performances sont toutefois largement suffisantes.

Les valeurs des composants indiqués sont celles qui nous ont permis d'obtenir les courbes de réponse en fréquence présentées dans cet article. Une modification de ces courbes sera obtenue de plusieurs façons :

– Pour réduire l'efficacité de la correction, on augmentera la valeur des résistances de butée des potentiomètres.

– On déplacera les courbes dans l'espace fréquence en changeant la valeur des condensateurs C_2, C_3 et C_4.

– En augmentant la valeur du condensateur, la courbe se déplace du côté du grave, en la réduisant, le déplacement a lieu dans l'autre sens. Logique !

Réalisation

Nous vous proposons ici une forme modulaire pour ce correcteur que l'on peut, par exemple, associer à l'un des amplificateurs en pont proposés dans cette rubrique de petits montages.

Faites bien attention à la valeur de vos composants, notamment des condensateurs, on se trompe facilement, surtout si on utilise des condensateurs de diverses origines.

On obtiendra une augmentation du niveau par rotation du potentiomètre situé sur le circuit imprimé dans le sens horaire.

Les précautions à prendre sont de bien respecter le sens du circuit intégré ; c'est tout et, comme d'habitude, si vous ne vous êtes pas trompé, le montage fonctionnera du premier coup ; en tout cas, le nôtre s'est comporté de la sorte.

Les condensateurs de découplage d'alimentation ne sont pas obligatoires, nous en avons eu besoin dans certaines conditions de charge de la sortie.

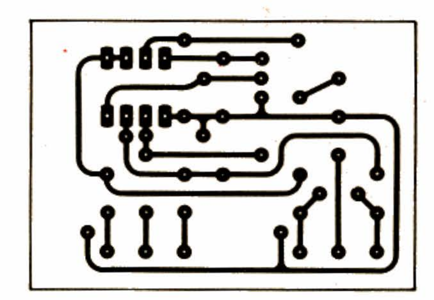


Fig. 2. – Dessin du circuit imprimé à l'échelle 1.

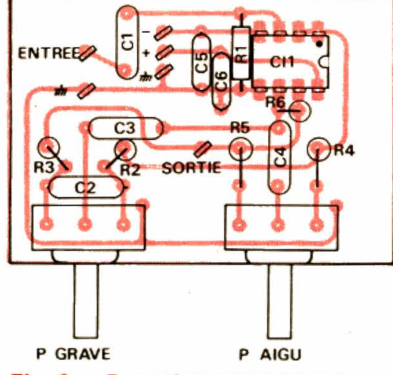
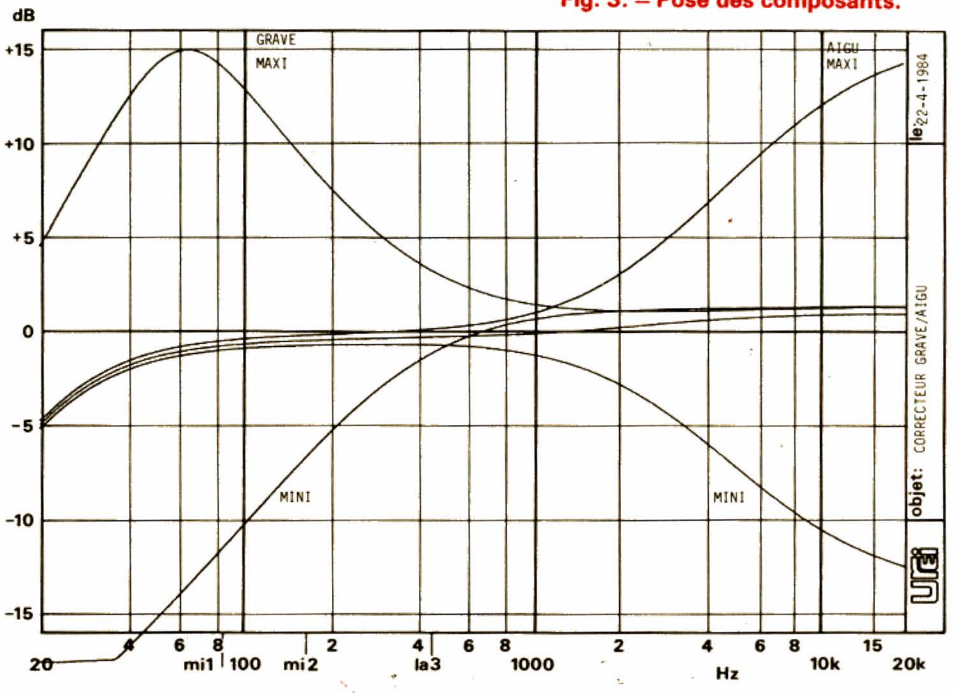


Fig. 3. – Pose des composants.



Courbes d'efficacité du correcteur de timbre grave/aigu.

Mesures

La première mesure à effectuer sur un correcteur est le relevé de sa courbe de réponse en fréquence. L'entrée en service du correcteur de grave entraîne une légère remontée du niveau dans l'aigu, il n'y a donc pas absence totale d'interaction entre les deux zones de correction, grave et médium, mais cette interaction se limite à environ 1 dB.

On note que, lorsque les commandes sont au centre, la linéarité n'est pas parfaite ; là encore, l'écart reste faible.

Nous signalerons une limitation de cet amplificateur ; elle concerne le comportement aux signaux de forte amplitude et de fréquence élevée. En effet, à 20 kHz et à l'approche de la saturation, on note une limitation par la vitesse de

balayage en tension, cette limitation se traduit par une transformation des sinusoïdes d'entrée en triangles. Que l'on se rassure tout de suite, ce défaut ne se manifestera pas sur des signaux musicaux, dont le contenu en harmoniques élevées est le plus souvent faible.

L'impédance d'entrée est pratiquement la valeur du circuit RC d'entrée, soit 56 kΩ. L'impédance de sortie est quasiment nulle et l'on peut shunter la sortie par un condensateur de 1 µF sans voir le montage osciller (à condition que le circuit intégré soit correctement découplé). La tension de sortie maximale est de 7,2 V efficaces, ce qui nous donne une tension crête à crête de 20,4 V pour une tension d'alimentation de ± 12 V.

Avec un niveau de sortie de 2,5 V efficaces, nous avons relevé un taux de distorsion harmonique de moins de 0,02 % à 1 kHz.

De très bonnes performances, donc, dans l'ensemble, avec, évidemment, des variantes si vous choisissez d'autres circuits intégrés, même s'ils sont compatibles broche à broche. Terminons avec la consommation du circuit qui est de 0,9 mA à vide et qui passe à 1,24 mA en présence d'un signal, sur charge infinie. Sur 600 Ω, nous passons à 6 mA, à la limite de l'écrêtage ; il faut bien injecter de la puissance dans la charge.

Signalons également que la plage de tension d'alimentation va de 3 V à 36 V et que les transistors d'entrée de type PNP permettront éventuellement de travailler avec l'entrée à la masse avec une alimentation asymétrique.

Conclusion

Les amplificateurs opérationnels évolués dont on dispose aujourd'hui permettent de travailler simplement et d'obtenir des performances d'un haut niveau, avec un minimum de composants. La mise à disposition de doubles amplificateurs simplifiera la conception et réduira l'encombrement du montage. A essayer !

Liste des composants

Résistances 1/4 W 5 % :
R_1 : 56 kΩ.
R_2, R_3, R_4, R_5 : 10 kΩ.
R_6 : 330 kΩ.

Condensateur MKH, pas de 7,5 mm :
C_1 : 0,22 µF.
C_2, C_3 : 47 nF.
C_4 : 1 nF.
C_5, C_6 : 0,1 µF (ou céramique).

P_1, P_2 : potentiomètre 100 kΩ linéaire.

CI_1 : circuit intégré TDA 2320 A SGS ou autre.

Bloc-notes

NOUVELLE GAMME D'ENCEINTES HIFI FRANCE ACOUSTIQUE

France Acoustique vient de présenter une nouvelle gamme d'enceintes Hi-Fi, développée et fabriquée en France pour répondre aux impératifs techniques des enregistrements numériques.

Dans un grand nombre de cas, l'achat d'un lecteur CD a pour conséquence la remise en cause des enceintes acoustiques qui, bien souvent, manquent de rendement, donc de dynamique, et dont le comportement n'est pas satisfaisant à l'écoute de compacts discs. La gamme Digit France Acoustique répond à ce marché de renouvellement, avec quatre modèles dont trois dans leurs deux versions : finition bois véritable ou PVC.

Dans cette dernière exécution, ces enceintes, vendues sensiblement moins cher, prennent les références Digit 1000, 800, 600 et 500, correspondant respectivement aux modèles 100, 80 et 60 (le modèle 500 n'étant pas fabriqué



en version bois), et ne présentent aucune différence technique.

Leur rapport qualité/prix exceptionnel a donc de quoi séduire !

En voici les caractéristiques :

MODELES	Puissance ampli conseillé	Impédance (Ω)	Nombre de voies	Bande passante	Dimensions (mm)	Puissance nominale efficace (W)
Digit 100/1000	20 à 120 W	8	4	48 Hz à 20 kHz	900 x 345 x 290	100
Digit 80/800	20 à 100 W	(	3	52 Hz à 20 Hz	750 x 395 x 290	80
Digit 60/600	20 à 80 W	8	3	56 Hz à 20 kHz	620 x 345 x 245	60
Digit 500	20 à 60 W	8	2	63 Hz à 20 kHz	510 x 345 x 245	50

LECTURE MAGNETIQUE OU LECTURE LASER ?

MAGNETOSCOPE ET VIDEODISQUES

Depuis sa création, le monde de la reproduction des images de télévision a connu une série de transformations importantes. D'abord le kinescope qui transformait le signal électrique fourni par des caméras électroniques donnant une image sur un tube récepteur en signal optique, en filmant l'image du tube récepteur avec une caméra cinéma.
Ensuite l'enregistrement magnétique des images sur bande magnétique à l'aide du magnétoscope.
Et aujourd'hui l'enregistrement sur disque par rayon laser. Tous ces procédés sont conformes à la méthode analogique qui consiste à faire correspondre à une grandeur physique une autre grandeur physique régie par une équation analogue.
Nous allons d'abord comparer les deux procédés analogiques concernant l'enregistrement magnétique et l'enregistrement par rayon laser.
En ce qui concerne le monde de la reproduction sonore, la transformation capitale qui se manifeste aujourd'hui fait appel à la technique numérique d'enregistrement par rayon laser et au procédé de lecture optique des disques également par rayon laser.
Nous avons déjà étudié ce mode d'enregistrement sur disque où la finesse du spot laser permet de reproduire 6 milliards d'informations sur une seule face d'un disque de 12 cm, assurant une heure de lecture stéréo ininterrompue.

Les systèmes à lecture par têtes magnétiques

L'impression première qu'un technicien électronicien peut avoir, en examinant sur un récepteur, une image de télévision en couleur enregistrée, est étroitement fonction des constatations suivantes :

1. Structure fourmillante plus ou moins visible et gênante suivant son amplitude c'est-à-dire suivant le niveau de bruit qui accompagne l'image.

2. Finesse des images reproduites. Les magnétoscopes de studio de format C fonctionnent avec une vitesse relative bande/têtes de 21,39 m/s.

Sans restituer les détails fins avec 400 points verticaux et 530 points horizontaux en 625 lignes qui ne peuvent exister en couleur, les différents traitements qui sont employés actuellement, donnent à l'image enregistrée un aspect subjectif détaillé.

3. Echelonnement correct des demi-teintes entre les parties les plus sombres et les plus claires de la scène transmise, qui en rend agréable le contraste apparent.

Supposons que l'axe de l'entrefer d'une tête vidéo est perpendiculaire à l'axe d'une bande magnétique qui défile devant la tête et que la longueur de l'entrefer est égale à la largeur d'une piste sur laquelle on a enregistré un signal électrique (fig. 1).

Supposons ensuite que la tête reste immobile et que la bande défile devant l'entrefer. Pour que la tête puisse reproduire le signal en créant une tension aux bornes de son enroulement il faut que le flux change lors du passage de la bande en face de l'entrefer de la tête.

Si la vitesse de défilement de la bande est de 38 cm/s, son déplacement pendant une milliseconde sera de 0,38 mm.

En admettant que la piste de la bande ait été enregistrée avec un signal de 1 000 Hz, la longueur de chaque cycle occupera 0,38 mm sur la bande. Cette longueur représente une longueur d'onde propre du signal sur la bande. Pour $F = 1\,000$ Hz et $V = 38$ cm/s, la longueur d'onde $\lambda = V/F = 0{,}38$ mm. Le résultat sera le même si la tête défile devant la bande fixe. Les particules d'oxyde sur la bande imprégnées dans le recouvrement peuvent être considérées comme une série de barreaux aimantés dont la polarité magnétique et la force du champ sont établies par le signal d'enregistrement. Si la taille des particules sur la bande est d'envi-

ron 60 × 10^{-5} mm, le nombre de particules par longueur d'onde sera égal à 0,38/(60 × 10^{-5}) ≈ 600.

Pour que le flux puisse changer lors du passage de la bande en face de l'entrefer de la tête, il faut que celui-ci soit aussi réduit que possible. Supposons maintenant que la fréquence du signal enregistré soit 1 000 fois supérieure avec F = 1 MHz et que la vitesse reste la même avec V = 38 cm/s, la longueur d'onde propre au signal sera 1 000 fois plus petite et le nombre de particules tombera de 600 à 0,6 par longueur d'onde. La tension aux bornes de l'enroulement de la tête diminuera considérablement. Si la fréquence du signal est de 50 Hz, la longueur d'onde devient λ = 38/50 = 0,76 cm. Dans ce cas les lignes de force du champ ne se bouclent plus en passant à l'intérieur de la bobine de la tête. Ces exemples montrent que la lecture d'un signal ne peut être réalisée que si sa fréquence est comprise à l'intérieur d'une bande passante limitée.

La largeur de bande d'un signal vidéo étant de 18 octaves, il est évident qu'une quelconque forme de compression de la largeur de bande est nécessaire si l'on veut obtenir une lecture acceptable.Le choix s'est donc porté sur un système à modulation de fréquence où la fréquence porteuse est du même ordre de grandeur que les fréquences maximales du signal modulateur, et où la déviation de fréquence ΔF devient un pourcentage appréciable de la fréquence porteuse. La bande latérale supérieure subit une atténuation importante. Les magnétoscopes studio, format C, fonctionnent avec une modulation de fréquence allant de 7,16 MHz (synchro) à 8,90 MHz (blanc) en passant par 7,68 Hz (suppression). V = 21,39 m/s.

L'entrefer r = 2 × 10^{-6} m.

Les magnétoscopes amateurs fonctionnent entre 3,8 MHz et 5,2 MHz avec une vitesse tête/bande V = 5,8 m/s (Sony).

Etant donné que la bande réservée aux couleurs transmises par une ou deux sous-porteuses occupe le spectre de 3,9 MHz à 4,75 MHz, la modulation de fréquence 3,8 à 5,2 MHz ne peut convenir qu'au signal de luminance (noir/blanc). L'enregistrement des sous-porteuses s'effectue après transposition des fréquences originelles vers un autre spectre où la modulation de fréquence du signal de luminance ne produit que des raies très affaiblies, soit à 0,3 et 1,2 MHz.

Ce système destiné au grand public réduit considérablement la résolution en noir et blanc.

Toutes ces observations conduisent vers une vitesse élevée tête/bande et vers une modulation de fréquence dont la bande se trouve au-dessus de la bande originelle.

Les particules magnétiques

Les particules magnétiques que nous avons citées jusqu'à présent sont constituées de cristaux en forme d'aiguilles (aciculaires). Ces cristaux sont des dipôles magnétiques. Soumis à un champ magnétique extérieur, ils s'orientent dans le sens du champ et s'aimantent. On les caractérise par le champ coercitif, nécessaire à les désaimanter. La propriété plus ou moins marquée qu'ils ont de retenir cette aimantation quand cesse l'action du champ extérieur représente leur rémanence.

Ces dipôles s'orientent facilement et chacun d'eux est influencé par ses plus proches voisins. Il s'avère impossible, dans ces conditions d'enregistrer les plus faibles longueurs d'onde si le champ coercitif est faible. Au contraire, si les dipôles nécessitent un champ coercitif élevé, la tête d'enregistrement sera saturée avant que le champ qu'elle génère soit suffisant pour aimanter les dipôles de façon optimale. Les produits magnétiques utilisés comme revêtements de bande ont connu une amélioration progressive avec l'évolution de la technologie. On est passé de la bande à l'oxyde de fer à la bande à métal déposé sous vide, en passant par la bande à l'oxyde de fer dopé au cobalt, la bande au dioxyde de chrome et la bande métal. Celle-ci a une coercivité plus élevée, ce qui pose des problèmes avec des têtes ferrites à cause de la saturation.

Les bandes à dépôt de métal sous vide ont un revêtement magnétique de très faible épaisseur (0,1 μ) d'où un faible niveau de lecture aux fréquences basses.

L'enregistrement magnétique vertical

Jusqu'à présent, nous n'avons parlé que de l'enregistrement magnétique horizontal. Il existe également aujourd'hui l'enregistrement vertical avec les revêtements à orientation verticale, obtenus par pulvérisation cathodique. Les mesures récentes effectuées par Ampex ont montré des différences négligeables entre des couches minces « verticales » et « horizontales ».

La bande à dépot sous vide de Matsushita est du type « horizontal » alors que celle de Toshiba est du type « vertical » à base de ferrite de baryum.

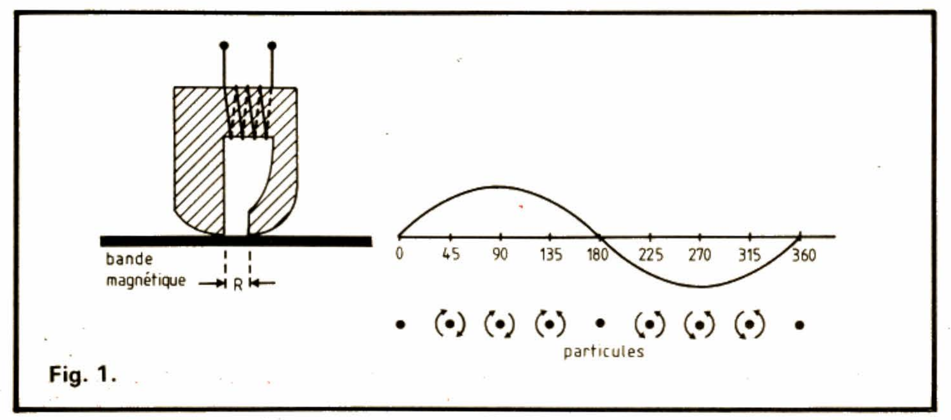


Fig. 1.

Le contact imparfait entre la bande magnétique et la tête de lecture

Il existe un espace libre entre la bande et la tête de lecture, d'où la présence de poussières, le mauvais état de surface de la tête ou de la bande, l'usure de la tête, les déformations de la bande et son usure. Au lieu d'explorer la zone qui lui est dévolue sur la bande, la tête magnétique explore une zone plus large. Si Rs est la résistivité magnétique du circuit plus large, l sa longueur et s sa section, sa réluctance est R = Rs + l/s. Cette réluctance est interposée entre la tête et la bande. Elle est cause d'affaiblissement du flux magnétique capté par la tête de lecture.

Si D est la distance « indésirable » séparant la tête de la bande, V la vitesse de la bande par rapport à la tête de lecture et f la fréquence enregistrée, les pertes dues à cet effet de réluctance peuvent être évaluées à l'aide de la formule $P \simeq 55D/\lambda \simeq 55D.f/V$. Une poussière de 0,5 µ produit une atténuation de 10 dB à la fréquence de 4 MHz avec une vitesse V de 11 m/s.

Nous verrons par la suite que ces pertes n'existent pas dans le système non magnétique à lecture laser par réflexion où la couche réfléchissante du faisceau laser est protégée par une couche en matière plastique transparente qui focalise le faisceau laser après son parcours dans la couche.

Pistes larges ou pistes étroites

Les magnétoscopes de la série professionnelle du standard C utilisent les bandes de 1 pouce.

Pour un type de bande donné et une même consommation surfacique de bande, on peut utiliser soit des pistes larges et des vitesses petites, ce qui conduit à des longueurs d'onde – sur la bande – petites, soit des pistes étroites et une vitesse plus grande où les longueurs d'onde sur la bande sont plus grandes.

D'après ce que nous venons de voir, les pertes P sont fonction de la longueur d'onde et non de la largeur de piste. Du fait que $\lambda = V/f$ et $P \simeq 55.D/\lambda$, les enregistrements à haute densité impliquent des pistes étroites et des vitesses V élevées.

Fréquences de modulation correspondant aux niveaux caractéristiques du signal vidéo 625 lignes 25 images/s dans l'enregistrement magnétique et l'enregistrement à rayon laser.

Le système à lecture laser par réflexion

Examinons maintenant la lecture d'un enregistrement sur une bande non magnétique qui ne comporte que des alvéoles en forme de sinusoïdes (fig. 2). La lecture de ces alvéoles qui représentent le signal électrique s'effectue par l'emploi d'un faisceau laser. La focalisation du faisceau correspond au point B d'où sa réflexion par la surface métallique C.

Lorsque le faisceau laser frappe le point A le flux lumineux réfléchi est dispersé.

Le faisceau laser après réflexion sur la couche métallique au point B emprunte le même trajet que le faisceau incident. Au retour le flux lumineux est dirigé vers des photodiodes qui créent un courant électrique. La focalisation du faisceau de retour à l'endroit des diodes est due à 3 (fig. 6). Si le faisceau laser rencontre un creux au point A, le flux lumineux réfléchi est dispersé et la quantité de lumière qui revient vers les photodiodes diminue.

L'alternance de « creux » et de « plats » sur la piste enregistrée va ainsi donner lieu, au niveau du capteur, à une tension alternative qui représente le signal de l'enregistrement.

La piste en cours de lecture est celle d'un disque tournant. Si le faisceau lumineux vient s'écarter de cette piste, le trajet du rayon réfléchi ne correspond plus à celui du rayon incident, et cette déviation est repérée par un détecteur qui génère un signal de correction destiné au dispositif d'asservissement radial. Afin de créer une séparation spatiale entre le faisceau incident et le faisceau réfléchi on opère un changement du plan de polarisation pendant le trajet du faisceau incident et le trajet du faisceau réfléchi. Ce changement du plan de polarisation s'effectue à l'aide d'un prisme à quartz dont les indices de réfraction dépendent de la direction de la polarisation de la lumière des faisceaux. Ce prisme associé à une lame de quartz $\lambda/4$ opère la séparation spatiale des deux faisceaux empruntant le même trajet.

Avant que le faisceau incident arrive sur la surface réfléchissante, il traverse une couche en plastique transparente dont l'indice de réfraction produit une focalisation du faisceau d'environ 1 µ à la surface réfléchissante au lieu de 800 µ à l'entrée de la couche protectrice en plastique.

La distance entre le disque et l'objectif est maintenue constante par un servosystème. L'excentricité du disque produit une variation dans le temps de lecture qui peut atteindre 12 µs pour une excentricité de 100 µ du tournedisque. L'erreur de temps de 12 µs à 25 Hz se trouve réduite à 10 ns (10^{-9} s) à l'aide d'un servosystème tangentiel.

L'ensemble des composants de la tête de lecture : objectif, miroir tangentiel, miroir radial, séparateur spa-

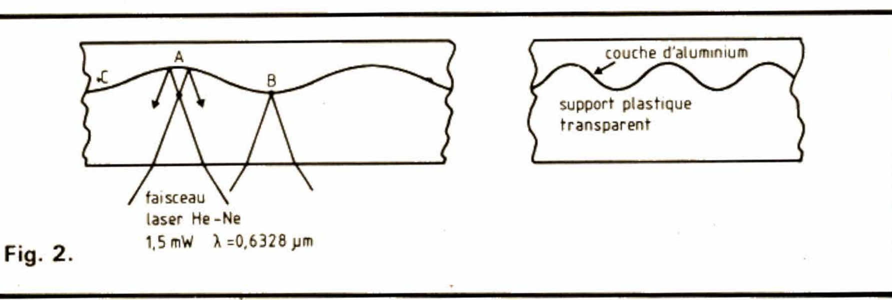


Fig. 2.

tial, miroirs de renvoi, photodiodes, réseau de diffraction et laser (fig. 6 bis) sont fixés sur un chariot qui se déplace de l'intérieur du disque vers l'extérieur.

Comparaison entre la lecture d'un vidéo disque et la lecture d'une bande magnétique 1/2 pouce

On peut parfaitement envisager de procéder à un enregistrement analogique d'un signal vidéo sur un disque suivant le procédé que nous venons de montrer à l'aide d'un faisceau laser. Mais étant donné que la largeur de bande d'un signal vidéo occupe 18 octaves, la longueur des pistes serait considérable à cause des longueurs d'alvéoles exigées par les fréquences basses. Ce procédé d'enregistrement réduirait donc la durée de lecture d'une façon anormale.

Il est évident qu'une quelconque forme de compression de la largeur de bande est nécessaire si l'on veut obtenir une longue durée de lecture.

Le choix s'est donc porté une fois de plus sur un système à modulation de fréquence où la fréquence porteuse est supérieure aux fréquences maximales du signal modulateur ce qui n'est pas le cas dans le système des magnétoscopes amateur où la fréquence porteuse est du même ordre de grandeur que les fréquences maximales du signal modulateur.

Le signal composite vidéo destiné à l'enregistrement du vidéodisque subit d'abord une préaccentuation avant d'être modulé en fréquence suivant les déviations indiquées en figure 3 concernant le procédé PAL.

La fréquence porteuse se trouve à 6,76 MHz pendant les tops de synchronisation. Le niveau du noir porte la porteuse à 7,10 MHz et le niveau du blanc à 7,90 MHz.

On procède simultanément à l'établissement de deux signaux audio à l'aide de deux porteuses de 684 kHz et 1 066 kHz. Ces deux porteuses sont également modulées en fréquence après préaccentuation avec une déviation de 100 kHz.

Le signal composite vidéo modulé en fréquence et les deux signaux audio modulés en fréquence sont additionnés avant d'être appliqués à un limiteur d'amplitude. Celui-ci délivre un signal composé et limité qui module le faisceau laser destiné à l'enregistrement.

Le signal de lecture est généré par les photodiodes. Il est ensuite amplifié et corrigé avant d'être appliqué à un filtrage qui restitue les trois spectres modulés en fréquence. Chaque spectre est ensuite démodulé et désaccentué.

La séparation de ces spectres se traduit finalement par le rétablissement du signal composite vidéo et par le rétablissement des deux signaux audio.

La figure 3 montre le procédé de modulation et l'écrêtage du signal composite vidéo.

On retrouve la modulation de fréquence en figure 4 ainsi que le spectre des signaux vidéo et audio.

Ces signaux étant fortement écrêtés, le procédé de modulation est comparable à celui d'une modulation d'impulsions à largeur variable. Les ondulations gravées dans la couche métallique n'ont plus la forme des sinusoïdes de la figure 2, mais celle des alvéoles de la figure 4 ou des microcuvettes de la figure 5.

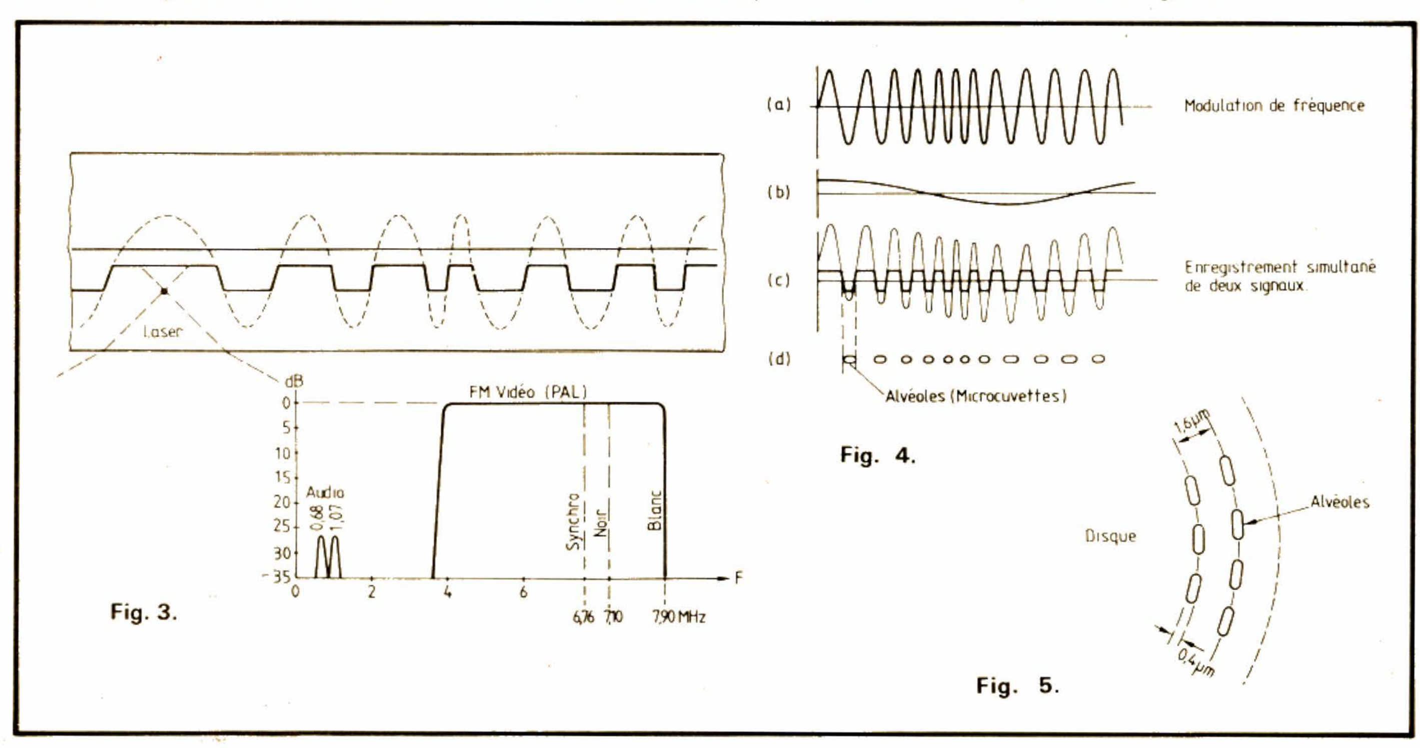


Fig. 3.

Fig. 4.

Fig. 5.

Synoptique de la tête de lecture laser

Le laser 1 produit un faisceau lumineux dirigé vers le réseau de diffraction 2. Celui-ci produit trois faisceaux dont le principal (celui du centre) est destiné à la lecture et les deux autres (situés à gauche et à droite) au contrôle de la position radiale du premier. La première focalisation est obtenue par la lentille 3. Les trois faisceaux sont transmis vers le disque après avoir subi une séparation spatiale à l'aide d'un prisme et d'une lame quart d'onde (8 et 9). L'objectif 12 produit un spot relativement large à l'entrée de la couche de protection 13 du disque. Cette couche focalise le faisceau sur la couche réfléchissante avec un spot de 1 μ.

Les trois faisceaux sont plus ou moins réfléchis et reviennent par le même trajet vers un miroir semi-réfléchissant qui les dirige vers six photodiodes. Le faisceau principal illumine les diodes A D C B qui génèrent le signal de lecture vidéo.

Les faisceaux auxiliaires illuminent les diodes E et F. Dans le cas d'une distance correcte entre l'objectif et le disque, le faisceau principal se trouve au centre des diodes A D C B (fig. 6 bis). Si la distance est trop courte, la lentille cylindrique 5 produit de l'astigmatisme et le faisceau principal se trouve déformé en ellipse qui illumine les diodes C et D avec un flux supérieur à celui des diodes A et B.

Si la distance est trop grande, l'astigmatisme illumine les diodes A et B avec un flux supérieur à celui des diodes C et D.

On peut donc conclure que le signal de lecture est dû à la somme des signaux A + B + C + D. Le signal

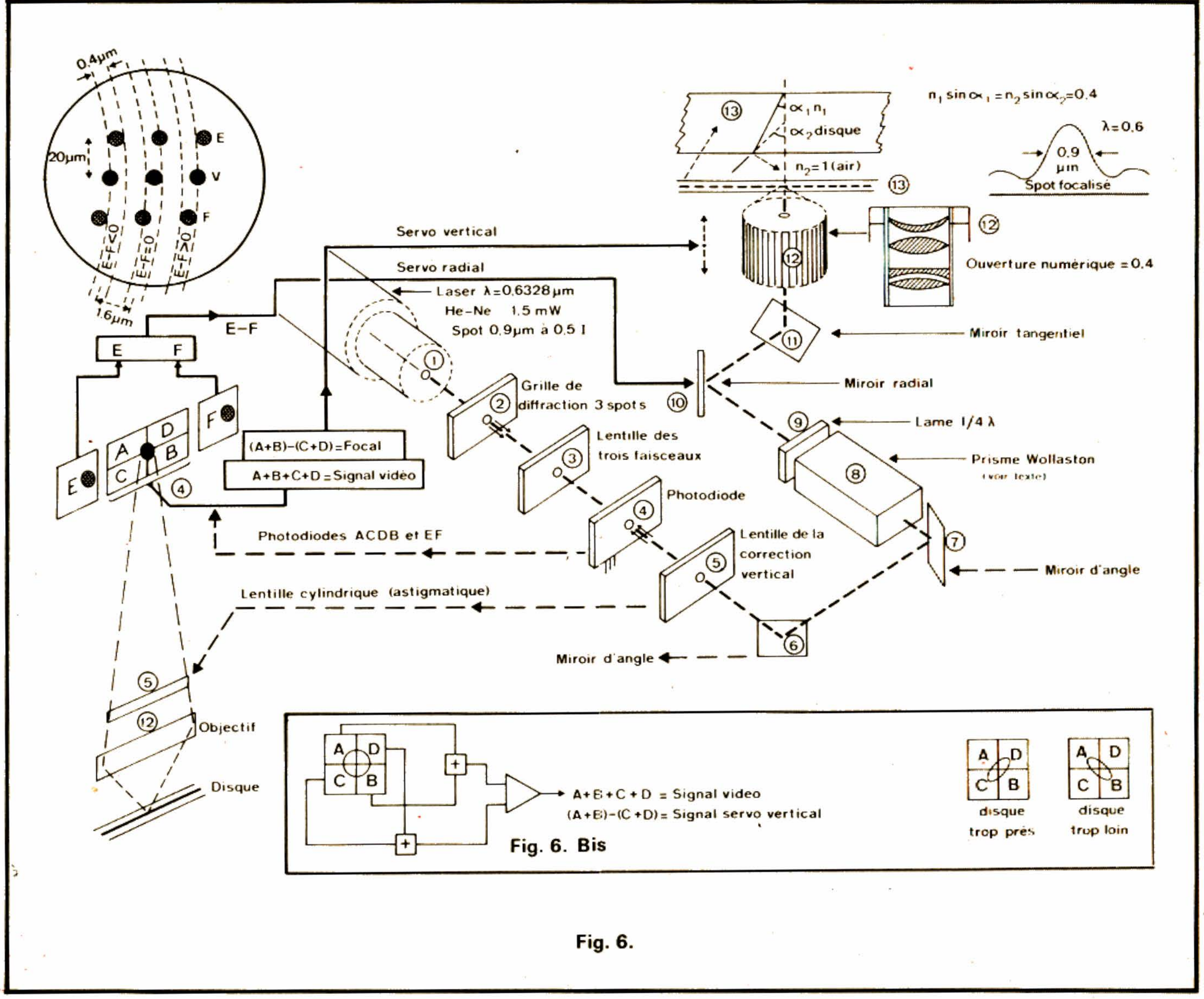


Fig. 6. Bis

Fig. 6.

destiné au servosystème de l'objectif qui commande la distance par rapport au disque est généré avec
(A + B) – (C + D).

Si le faisceau principal quitte la piste des alvéoles, la lentille cylindrique 5 fait varier l'illumination des diodes E et F qui reçoivent les flux des faisceaux auxiliaires.

Si le faisceau principal est dans la piste, on a deux signaux E et F de même intensité donc E – F = 0.

Si le faisceau principal déraille, on a : E – F < 0 ou E – F > 0.

Ce signal de différence commande le servosystème radial et celui-ci fait tourner le miroir radial (fig. 6 bis).

Ce miroir est comparable à celui d'un galvanomètre dont la bobine mobile reçoit le courant du servosystème.

Le déplacement vertical de l'objectif est également comparable à celui d'une bobine mobile d'un haut-parleur. L'objectif est fixé à l'intérieur d'une bobine mobile qui reçoit le courant du servosystème
(A + B) – (C + D).

Le miroir tangentiel corrige l'erreur de temps pendant la rotation d'un disque excentrique. Pour cela le miroir est solidaire d'une bobine reliée à un servosystème commandé par le signal dérivé de l'impulsion de synchronisation ligne et d'un oscillateur à cristal.

Synoptique du système de vidéodisque à lecture laser

Nous avons assemblé en figure 6 les éléments essentiels que nous venons de montrer concernant la lecture laser. La figure 7 montre les circuits électriques des asservissements ainsi que toute la partie concernant le traitement du signal composite de la lecture. Le préamplificateur/séparateur fournit le signal provenant des quatre photodiodes exposées au flux lumineux du faisceau principal 1.

Ce signal contient plusieurs informations : luminance, chrominance et son stéréophonique.

A la sortie F du processeur apparaît le signal de lecture PAL sous la forme d'un signal à haute fréquence modulé en fréquence par le signal composite vidéo avec une déviation allant de 6,76 MHz (tops de synchro) à 7,90 MHZ (blanc) en passant par 7,10 MHz (noir).

Après démodulation, on obtient au point V le signal vidéo. En cas d'une coupure accidentelle pendant une ligne de l'image, l'inverseur I com-

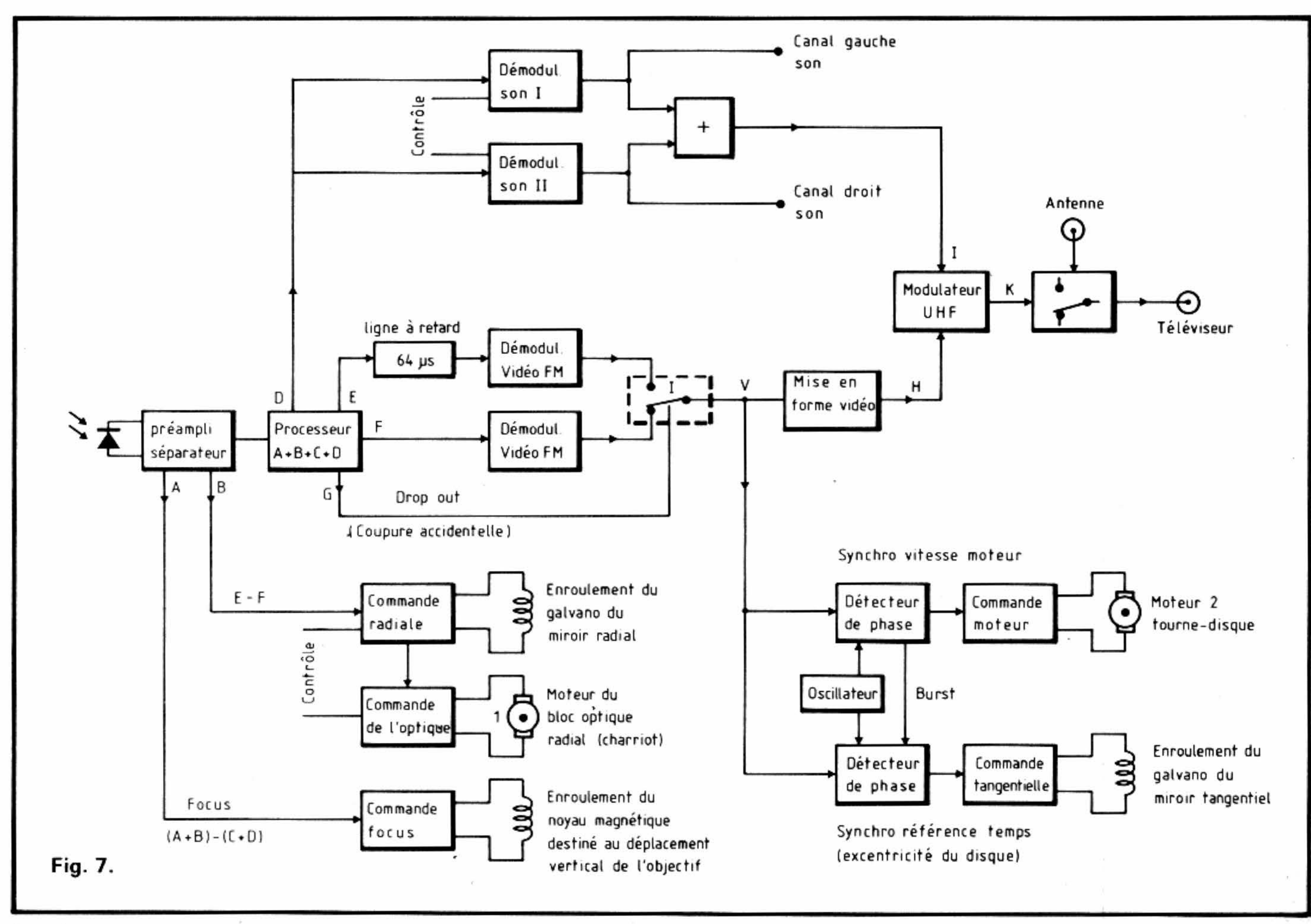


Fig. 7.

mute sur une mémoire qui délivre la ligne qui a précédé à la coupure (drop out).

Après mise en forme le signal composite vidéo se trouve appliqué à l'entrée H du modulateur UHF qui est constitué par un générateur à ondes décimétriques dont la sortie K est reliée avec l'entrée du téléviseur, après coupure de l'antenne.

Le signal de lecture contient également les informations audio. Celles-ci sont transmises par deux signaux haute fréquence de 684 kHz et 1 066 kHz modulés également en fréquence avec une déviation de ± 50 kHz.

C'est la sortie du processeur qui délivre ces signaux.

Une fois démodulés et additionnés, le signal composite audio est transmis à l'entrée I du modulateur U.H.F. Celui-ci génère donc un signal dans l'un des canaux U.H.F. modulé en vidéo et en audio. Le vidéolecteur se branche facilement par la sortie K sur la prise d'antenne du téléviseur couleur.

On peut choisir séparément les deux voies son pour la restitution de deux langues par exemple, ou simultanément pour la stéréophonie. La bande passante audio couvre 40 Hz à 20 000 Hz pour une distorsion harmonique inférieure à 1 % et un rapport signal/bruit supérieur à 60 dB.

La bande passante vidéo est de 5 MHz à – 6 dB pour un rapport signal/bruit supérieur à 37 dB.

La scintillation de l'image est inférieure à 10 ns. La séparation des voies son est inférieure à – 55 dB.

Le schéma synoptique des circuits vidéo et audio montre que le vidéolecteur peut être connecté à une chaîne haute fidélité.

Principales caractéristiques du vidéodisque PAL/SECAM

Il existe deux types de disques pour s'adapter aux différentes sortes de programmes.

1. Les disques à vitesse angulaire constante (VAC) 1 500 tr/mn. Durée maximale : 36 mn/face. 54 000 images/ face. Diamètre : 30 cm.

Ces disques permettent de prendre une part active à la lecture du programme en utilisant certaines propriétés particulières :

Arrêt sur image. Chaque image possède son propre numéro à 5 chiffres que l'on peut afficher sur l'écran en appuyant sur la touche INPEX. On peut aussi afficher les numéros des

Normes		Sous-porteuses transposées vers	Niveau synchro	Niveau de suppression	Niveau du blanc maximal
	Magnétoscopes à pistes hélicoïdales (grand public)				
Vidéo 2000 (1/2 pouce)		0,714 MHz 1,1 MHz	3 MHz	3,31 MHz	4,8 MHz
	Magnétoscopes à pistes transversales (quadruplex). Vitesse : 40 m/s Normes concernant l'échange international de programmes (U.E.R.)				
Norme basse		sans transposition	4,95 MHz	5,5 MHz	6,80 MHz
Norme haute (2 pouces)		sans transposition	7,16 MHz	7,8 MHz	9,30 MHz
	Pistes transversales. Vitesse : 40 m/s Norme Super haute non reconnue pour les échanges internationaux				
(2 pouces)		sans transposition	10,986 MHz	11,35 MHz	12,20 MHz
	Magnétoscopes à pistes hélicoïdales. Format C. Vitesse : 21,39 m/s				
Format C 1 pouce		sans transposition	7,16 MHz	7,68 MHz	8,90 MHz
	Super haute. Hélicoïdales. Vitesse : 38,1 m/s Non reconnue pour les échanges internationaux				
2 pouces		sans transposition	9 MHz	9,9 MHz	12,16 MHz
Vidéo disque (PAL) à laser	Stéréo 0,68 MHz 1,07 MHz	sans transposition	6,76 MHz	Vitesse: ≃ 10 m/s (VTC de 30 cm) 7,10 MHz	7,90 MHz

LECTURE MAGNETIQUE OU LECTURE LASER ?

chapitres qui composent éventuellement le programme.

Ralenti avant ou arrière. La vitesse du ralenti est graduellement variable de 25 images par seconde à une image toutes les 4 secondes.

Accéléré avant à trois fois la vitesse normale (25 images par seconde × 3).

Recherche rapide. 24 s environ pour parcourir une face entière ; avant ou arrière.

Progression image par image avant ou arrière.

Vitesse normale avant ou arrière. Restitution de deux langues différentes au choix.

2. Les disques à vitesse tangentielle constante (VTC) 1 500 à 570 tr/mn. Durée maximale 56 mn/face. Diamètre : 30 cm. Ces disques sont particulièrement conçus pour la restitution ininterrompue des programmes les plus longs tels les films long métrage. Recherche rapide en avant ou en arrière en 24 secondes pour une face entière. Le temps écoulé depuis le début du disque peut être affiché sur l'écran. Certains disques peuvent être divisés en séquences ou chapitres dont on peut afficher l'index de repérage à 2 chiffres.

3. Sortie UHF 2,5 mV/75 Ω, canaux 31... 43 ;
Sortie vidéo 1 V c/c 75 Ω ;
Sortie Audio 1 V rms/1 500 Ω, 2 canaux ;
Bande passante vidéo 5 MHz (– 6 dB), S/B > 37 dB ;
Bande passante audio 40 Hz 20 kHz, S/B > 60 dB, D< 1 % ;
Diaphonie des voies son < – 55 dB.

4. Puissance consommée 50 W (max)

Résumé

La longueur totale de la spirale constituée par les pistes de 0,4 µm d'un vidéodisque de 30 cm de diamètre est d'environ de 34 km. Chaque image de télévision de 625 lignes occupe une surface de 0,6 mm². La vitesse linéaire d'analyse est de 10 m/s en VTC.

La vitesse de rotation est de 1 500 tr/mn ; 25 tr/s ; 25 images par seconde.

La durée de la lecture étant de 36 mn, le nombre d'images sur une face est d'environ 54 000 en VAC.

Le diamètre du faisceau laser avant le support plastique transparent est de 0,8 mm et après traversée du support plastique la réfraction réduit le faisceau au point de focalisation à 1 µm (fig. 6).

L'emploi d'un objectif avec une ouverture numérique de 0,4 correspond à une faible profondeur du point de focalisation avec un maximum de 2 µm. Cette précision ne peut être garantie pendant les ondulations du disque qu'avec l'aide d'un système d'asservissement par servocontrôle qui rectifie la position de l'objectif (voir Vidéo actualité N° 5, 24 à 29). L'avenir appartient au vidéodisque à laser qui procure une bien meilleure qualité d'image que celle d'une bande magnétique demi-pouce.

La rapidité d'accès à n'importe laquelle des 54 000 images du disque est sans comparaison avec celle d'accès à une séquence particulière sur bande magnétique.

Le vidéodisque à lecture laser donne la même qualité d'image après 10 000 passages qu'après un seul.

A l'heure actuelle, il n'existe pas encore des disques enregistrables mais seulement des lecteurs vidéodisques, ce qui explique la vente relativement élevée des magnétoscopes.

R. ASCHEN

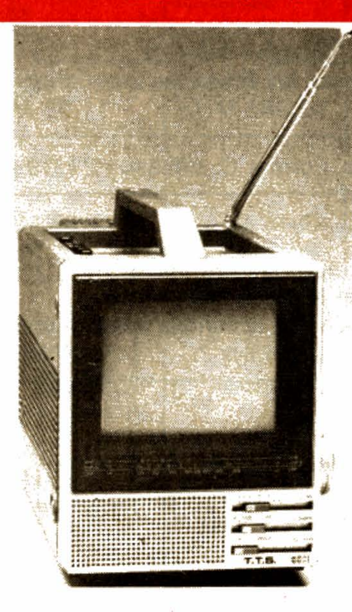
Bloc-notes

UN TELEVISEUR MULTISTANDARD TOUS TERRAINS

Un appareil facile à transporter et à loger dans un véhicule ou dans un bateau, puisque les dimensions de sa façade n'excèdent pas 15 × 19 cm, et que sa profondeur est inférieure à 30 cm.

Une grande souplesse en ce qui concerne les sources d'alimentation : possibilité de le faire fonctionner indifféremment sur piles (10 piles bâton normales), sur batterie incorporée rechargeable, sur batterie de voiture et sur secteur.

Le T.T.S. est conçu pour recevoir les 625 lignes françaises Secam, ainsi que le standard européen CCIR, avec système couleur Pal.



La réception s'effectue aussi bien sur la gamme UHF que sur la gamme VHF. N'oublions pas que le VHF est appelé à revenir à la mode, avec l'apparition de « Canal Plus ».

L'accord s'effectue par tuner à réglage continu, ce qui facilite la recherche des stations par balayage par rapport à un système de présélections.

L'avantage s'apprécie lorsqu'on visite une région nouvelle et qu'on ne dispose pas au départ de la liste des canaux reçus dans cette région.

L'écran est un 13 centimètres. Cette taille à elle seule confère à l'image une grande finesse. De plus, l'angle du tube n'est que de 55 degrés (un angle encore inférieur à celui des « moniteurs » professionnels) : c'est une garantie d'absence de déformations de l'image, particulièrement sur les bords.

Importateur : N.A.V.S.

Initiation à la pratique de l'électronique

INTRODUCTION AUX CIRCUITS LOGIQUES

Nous débutons aujourd'hui une suite d'articles sur les circuits logiques. Chaque article sera composé d'une partie théorique, suivie d'applications pratiques que vous pourrez effectuer facilement vous-même, sans avoir besoin ni de fer à souder, ni d'appareils de mesure coûteux et compliqués. Comme vous le verrez, la compréhension du fonctionnement des circuits logiques est beaucoup plus aisée que celle des circuits analogiques dont nous nous sommes occupés jusqu'ici.

Aujourd'hui, vous allez apprendre que :

– Un signal analogique a une amplitude qui varie continuellement. Tandis qu'un signal logique ne peut prendre que deux valeurs : 0 ou 1.

– La technique digitale se réfère à l'utilisation de signaux discrets pour exprimer une grandeur ou un mot.

– Dans un circuit logique le signal de sortie est fonction des signaux appliqués à l'entrée.

– Il existe plusieurs fonctions logiques pouvant être résumées soit par une formule, soit par une table de vérité.

– Une porte « ET » est un circuit dont la sortie est au niveau 1 uniquement lorsque toutes les entrées sont au niveau 1.

– Deux interrupteurs en série représentent la façon la plus simple de réaliser la fonction « ET ».

– Dans les circuits électroniques modernes, on utilise les circuits intégrés TTL pour obtenir toutes les fonctions logiques.

– La visualisation des états logiques se fait avec des diodes électroluminescentes.

Le mois prochain nous rentrerons dans le vif du sujet avec les portes logiques les plus courantes.

La logique

Si nous recherchons dans un dictionnaire la définition de la logique, nous apprenons que c'est l'art de construire un raisonnement lui-même composé de propositions qui peuvent être vraies ou fausses.

Comment définir la logique lorsqu'il s'agit de technique électronique ? Un circuit logique est un circuit dont le signal de sortie dépend des signaux appliqués à l'entrée.

Ces signaux, tout comme une proposition vraie ou fausse, ne peuvent prendre que deux valeurs : une certaine tension (+ 5 V, par exemple), ou pas de tension du tout. Ainsi un signal ne sera présent en sortie que si certaines conditions concernant les signaux à l'entrée sont conformes à la fonction de circuit logique.

Pour généraliser, au lieu de mentionner l'amplitude des tensions lorsqu'on parle de niveau (+ 5 V et 0 V pour notre exemple), on dit que ces valeurs sont au niveau un ou au niveau zéro, ou, pour simplifier encore plus, que les valeurs sont « 1 » et « 0 ».

Puisqu'il n'y a que deux états, il est question pour ces circuits de **logique binaire**.

Logique et analogique

Les circuits électroniques sont classés en deux grandes catégories : les circuits analogiques et les circuits logiques.

Dans un **circuit analogique** les signaux électriques ont une amplitude qui varie continuellement. Cette amplitude peut prendre un nombre très élevé de valeurs entre le minimum et le maximum.

Le secteur 50 Hz est un signal analogique. Un amplificateur basse fréquence est un circuit analogique. Il amplifie les signaux d'amplitude variable appliqués à son entrée et restitue à sa sortie ces variations qu'il a amplifiées.

Un **circuit digital** est un circuit dans lequel les signaux ne peuvent

prendre que deux valeurs, soit le niveau 1, soit le niveau 0.

Un circuit de commutation, par exemple, est un circuit digital. Le passage d'un niveau à l'autre se fait très rapidement de telle sorte que les valeurs intermédiaires que pourrait prendre le signal en passant de 0 à 1 ou de 1 à 0, n'entrent pas en considération.

Notons que dans la vie courante, on distingue aussi deux groupes. Exemples d'appareils analogiques : multimètre à aiguille, thermomètre à mercure, compteur de vitesse d'une voiture... Exemples d'appareils digitaux : interrupteur électrique, montre à cristaux liquides, systèmes de signalisation des chemins de fer.

La technique digitale

On parle souvent indifféremment de technique logique et de technique digitale.

Nous venons de voir ce qu'est la logique : le signal apparaît ou n'apparaît pas, en sortie, cela dépend de la conformité des différents niveaux d'entrée avec l'intérieur du circuit en question. Ce circuit peut être représenté par un carré (fig. 1) avec une sortie et plusieurs entrées. Par exemple, la sortie S ne présenterait uniquement un 1 que si les valeurs sur A, B et C étaient respectivement 1 0 1 (un-zéro-un). Si celles-ci étaient 1 1 0 ou encore 0 0 1, on obtiendrait un zéro en S.

« Digital » se rapporte à l'utilisation de signaux discrets (séparés, discontinus) pour représenter des données ayant la forme de nombres ou de caractères. L'informatique utilise la technique digitale ; ce sont des groupes de signaux binaires qui représentent les caractères alphanumériques apparaissant sur l'écran de visualisation. Pour le moment nous n'entrerons pas dans le domaine des ordinateurs et de leurs périphériques, mais nous étudierons les circuits de base qui rentrent dans la fabrication de ces machines.

Les fonctions logiques

Nous avons dit que les variables pouvaient prendre deux valeurs seulement. Une lampe peut être allumée ou éteinte, un interrupteur peut être ouvert ou fermé...

Si nous définissons l'état allumé de la lampe comme étant dans l'état 1, cette même lampe, éteinte, est dans l'état 0.

Regardons le schéma élémentaire (fig. 2a), composé d'une source de tension, d'un interrupteur et d'une lampe. Nous pouvons schématiser le circuit d'une façon plus simple (b) et écrire la relation : X = A, ce qui signifie que si A = 1 (interrupteur fermé), nous avons X = 1 (lampe allumée). Nous sommes également en état de résumer ces situations dans un tableau à deux colonnes (fig. 2c). Un tel tableau est courant dans la pratique logique, il est appelé « table de vérité », et résume les états que peut prendre l'interrupteur A et l'effet résultant sur la lampe X.

La première possibilité est : interrupteur ouvert (I = 0) ayant pour effet l'extinction de la lampe (X = 0). L'autre possibilité est I = 1 (interrupteur fermé) d'ou X = 1 (lampe allumée).

Fonction logique ET

Compliquons un peu le circuit en plaçant en série deux interrupteurs A et B. La lampe n'est à l'état 1, c'est-à-dire allumée, qu'à la seule condition que l'interrupteur A **et** l'interrupteur B soient fermés. Sinon la lampe reste éteinte (X = 0). Les quatre possibilités d'ouverture et de fermeture des deux interrupteurs A et B sont mises en évidence dans la table de vérité (c).

On conçoit que l'insertion d'un troisième interrupteur en série ferait passer à 8 le nombre de possibilités.

Un quatrième interrupteur en série donnerait seize possibilités suivant la loi :

$y = 2^x$

y = nombre de possibilités

x = nombre de variables.

Puisqu'il faut comme unique condition que A ET B soient fermés pour obtenir le résultat X = 1, on est en présence d'une fonction ET. Cette relation s'exprime par la formule :

$$X = A . B$$

(se lisant : « X égale A et B »).

Fig. 1. – Un circuit logique comporte plusieurs entrées et une sortie.

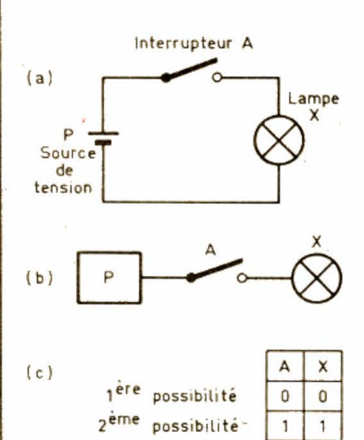


Fig. 2. – Circuit logique le plus élémentaire et sa table de vérité (a).

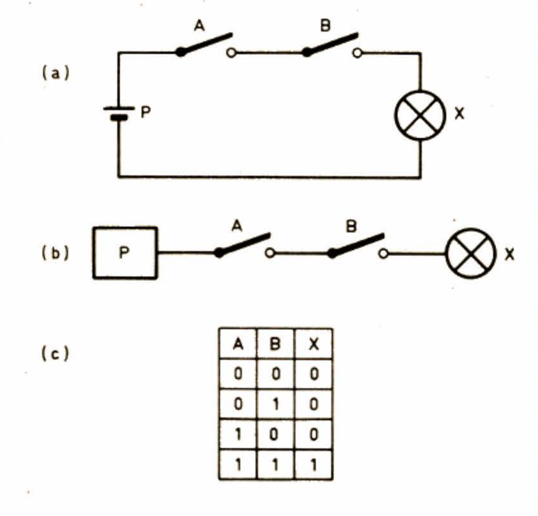


Fig. 3. – Circuit logique ET, le plus élémentaire, et sa table de vérité.

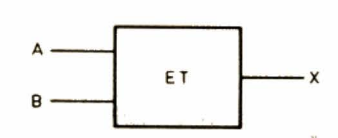


Fig. 4. – Une des représentations d'un circuit logique ET. On omet les connexions de l'alimentation.

Certains logiciens remplacent le point signifiant ET par la lettre V majuscule renversée : X = A Λ B.

Cette fonction ET peut être réalisée par un circuit que nous pouvons d'abord représenter par un carré avec deux entrées A, B, et une sortie X (fig. 4).

Pour reprendre notre exemple avec les deux interrupteurs, nous pouvons imaginer cette dernière branchée en X. Elle est dorénavant non pas commandée par deux interrupteurs, mais par une tension branchée ou non à l'entrée (fig. 5). La présence de cette tension correspond à l'état 1.

Première possibilité indiquée sur la table de vérité de la figure 3 :

A = B = 0, X = 0

Deuxième possibilité, une seule entrée est branchée à cette pile :
A = 0 et B = 1, la lampe ne s'allume pas : X = 0

Troisième possibilité :
A = 1 et B = 0, on est ramené au cas précédent : X = 0

Quatrième possibilité : les deux entrées sont connectées à la pile : A = B = 1, la lampe s'allume, X = 1.

La porte ET

Que peut-il y avoir dans ce carré, que nous appellerons désormais « porte » ?

La figure 6 nous donne un circuit possible utilisant deux diodes et une résistance. Voyons maintenant son fonctionnement.

Nous savons que quatre cas sont à considérer.

1er cas : Si A et B sont reliés à la borne positive de la pile (état 1), l'anode et la cathode des diodes sont au même potentiel. La résistance interne des diodes est donc très élevée. Aucun courant ne traverse la résistance R, donc pas de chute de tension aux bornes de R, donc pas de chute aux bornes de R, et le voltmètre indique sensiblement 4,5 V. On en déduit que la sortie est à l'état 1.

En résumé : A = B = 1, X = 1.

2e cas : Si A et B sont reliés à la masse (état 0) les diodes sont polarisées dans le sens direct (l'anode est positive par rapport à la cathode). Elles sont parcourues par un courant, et la tension à leurs bornes est de quelques dixièmes de volts. Il en découle que la tension en X est très faible et peut être considérée comme étant à l'état zéro.

En résumé : A = B = 0, X = 0.

3e cas : Si A est à l'état 1 et l'autre entrée à l'état 0, la présence de la diode D_1 peut être négligée puisque, comme nous l'avons vu dans le premier cas, sa résistance est très élevée. En revanche la diode D_2 est polarisée en direct, et le potentiel en X est égal à la tension aux bornes de cette diode, comme dans le second cas. Le courant dans D_1 traverse la résistance R, d'où une chute de tension aux bornes de celle-ci. Bref, la tension lue sur le voltmètre est très faible et peut être considérée comme étant zéro volt.

En résumé : A = 1, B = 0, X = 0.

4e cas : Pour terminer, l'entrée A est à l'état zéro et B à l'état 1, nous sommes ramenés au cas précédent.

Représentation d'une porte ET

Cette porte peut se représenter de plusieurs façons. Nous avons utilisé un carré pour nos premières explica-

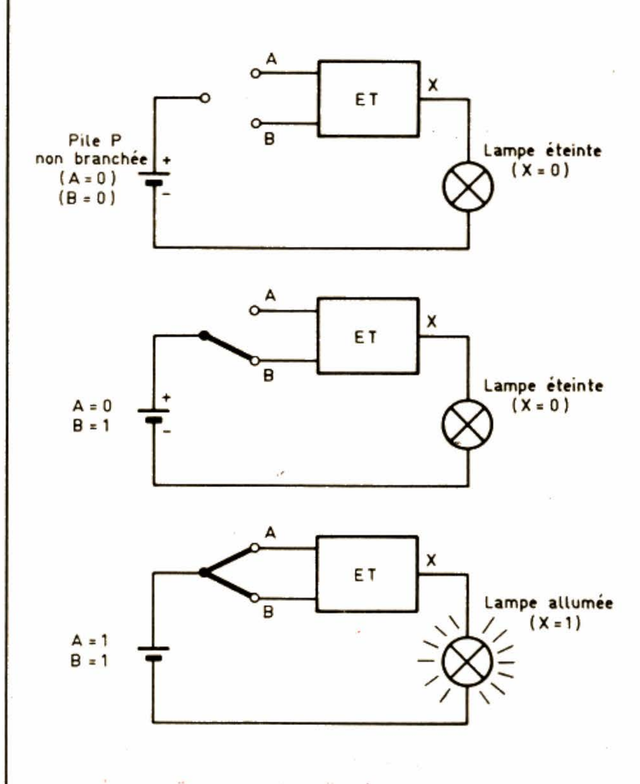


Fig. 5. – Suivant l'état des entrées, la lampe s'allume ou reste éteinte.

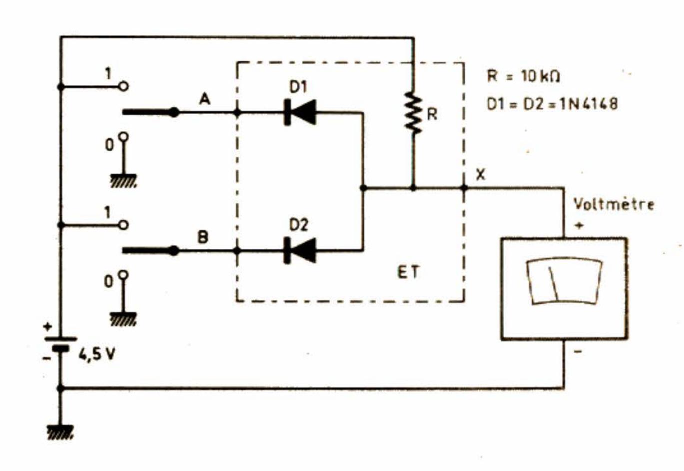


Fig. 6. – Porte ET constituée de diodes et d'une résistance.

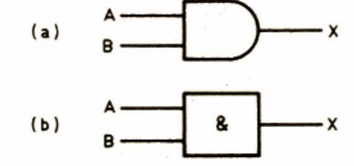


Fig. 7. – Représentations schématiques de la porte ET à deux entrées.

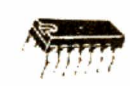


Fig. 8. – Circuit intégré en boîtier DIP.

tions. La représentation la plus courante est celle que l'on voit sur la figure 7a. Une autre représentation introduite par l'AFNOR est montrée en (b). Mais nous n'utiliserons par la suite que la précédente (a), qui est universellement utilisée.

La porte ET est parfois désignée par son appellation anglaise : AND.

Plus tard, lorsque vous utiliserez ces circuits, il sera bon de vous souvenir qu'une porte ET est équivalente à un circuit comportant des interrupteurs montés en SERIE. Ceux-ci doivent être tous à l'état 1 pour obtenir l'état 1 en sortie.

Fonction intégrée

Nous avons réalisé une fonction ET avec deux diodes et une résistance. Nous pouvons aussi l'obtenir avec deux interrupteurs ou deux relais électromagnétiques... mais la façon la plus rationnelle est l'utilisation des circuits intégrés.

Un circuit intégré est composé de nombreuses fonctions transistorisées. Suivant le nombre de celles-ci, il existe les circuits intégrés SSI (« Small Scale Integration », soit en français : « Intégration à petite échelle ») comportant plusieurs dizaines de composants sur une même « puce », principalement pour réaliser des portes et des bascules.

Une autre catégorie est constituée par les circuits intégrés MSI (« Medium Size Integration » ou « Intégration à moyenne échelle ») pour les compteurs et les registres, avec plusieurs centaines de composants intégrés.

Une troisième catégorie, les LSI (« Large Scale Integration » ou « Intégration à grande échelle »), comporte plus de 1 000 composants. On les utilise par exemple dans les calculatrices de poche. Mais le progrès technologique ne s'arrête pas là, la densité d'intégration augmente sans cesse, on parle de VLSI...

Les premiers circuits intégrés ne comportaient seulement que des résistances ou des diodes en plus du transistor, c'était l'époque des familles RTL (Resistor Transistor Logic) ou DTL (Diode Transistor Logic). Ensuite on est venu à intégrer des circuits beaucoup plus denses, avec de nombreux transistors, d'où la série TTL (Transistor Transistor Logic).

Cette série TTL, nous allons l'employer pour nos applications pratiques, car bien qu'elle ait été conçue il y a déjà plusieurs années, elle est très largement utilisée à cause de sa facilité d'emploi et du choix très grand de son catalogue, choix qui ne cesse pas d'augmenter. Ces circuits intégrés sont disponibles avec des boîtiers différents. Nous utiliserons les boîtiers « DIP » (initiales de « Dual In line Package », c'est-à-dire boîtier à deux rangées de connexions de sortie) (fig. 8).

Qu'existe-t-il comme porte ET en circuit TTL ? Le 7408 possède quatre portes ET ayant chacune deux entrées. Nous avons vu, sur la figure 9, le schéma de ce circuit vu de dessus.

Un des grands avantages des TTL est leur facilité d'utilisation. Il suffit de les alimenter avec une source de + 5 V. La tolérance pour cette tension d'alimentation va de 4,75 V à 5,25 V, ce qui fait qu'à la rigueur, étant donné la faible consommation de ces circuits, on peut utiliser une pile neuve de 4,5 V. En revanche, on se gardera bien d'employer une tension trop élevée. La limite absolue à ne pas dépasser est 7 V, il faut s'en souvenir. Nous vous conseillons d'utiliser une alimentation donnant 5 V, cette alimentation, vous pouvez la réaliser vous-même facilement, un schéma vous est donné un peu plus loin.

De même qu'un modèle de voiture existe en plusieurs versions, les TTL peuvent exister en différentes catégories. Ainsi, le circuit intégré 7408 peut être :

– standard avec la dénomination « 7408 » (consommation de puissance 74 mW, temps de réponse 15 ns) ;

– schottky : « 74S08 » (très rapide : 4,75 ns, mais puissance consommée plus élevée : 125 mW) ;

– lower power schottky « 74LS08 » (faible consommation : 17 mW, mais 12 ns de temps de réponse).

Nous vous le disions, la technique ne cesse pas de s'améliorer, puisque le créateur de cette série (Texas Instruments) sort de nouvelles versions très améliorées : AS (1,7 ns et

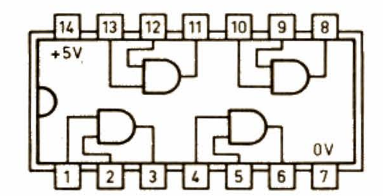


Fig. 9. – Schéma interne, vue de dessus, du circuit intégré 7408 (4 portes ET à 2 entrées).

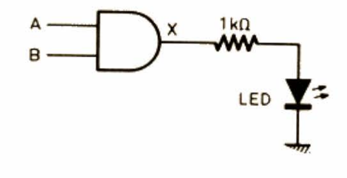


Fig. 11. – Visualisation du niveau de sortie par diode LED.

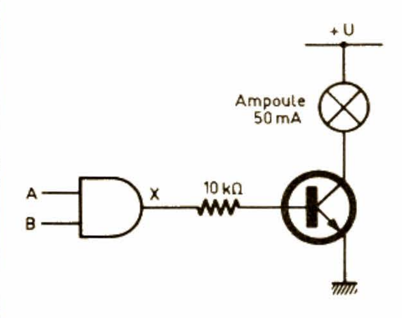


Fig. 10. – Visualisation du niveau de sortie par ampoule 50 mA.

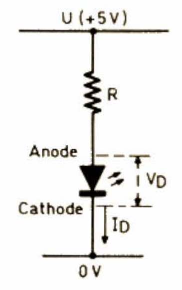


Fig. 12. – Alimentation d'une diode LED. La présence d'une résistance est obligatoire.

1,6 mA de consommation) et surtout l'ALS (4 ns et 0,24 mA).

Nous aurons l'occasion de reparler des différentes technologies de circuits intégrés. Nous utiliserons les modèles standards, l'origine de fabrication n'a pas d'importance.

Visualisation des niveaux logiques

Pour savoir quel est le niveau logique sur les entrées ou à la sortie des portes, nous pouvons utiliser un voltmètre qui nous indiquera soit + 5 V (niveau 1), soit 0 V (niveau 0). On pourrait aussi employer une ampoule basse tension (pour lampe de poche), mais pour préserver la surcharge du circuit intégré, cette ampoule devrait être commandée par un transistor (fig. 10).

La visualisation la plus pratique est celle avec des diodes électroluminescentes (diodes photo-émissives dénommées couramment « LED », light emitting diodes).

Une diode classique (germanium ou silicium), traversée par un courant direct, dépense une certaine énergie qui se manifeste sous forme de chaleur (chaleur d'ailleurs très faible). D'autres diodes semi-conductrices (à l'arséniure de gallium, GaAs) libèrent leur énergie sous forme de lumière, ce sont les LED.

Cette lumière (rouge, verte ou jaune), commandée par son courant direct, nous servira pour connaître le niveau logique des portes.

La représentation schématique d'une LED est la même que celle d'une diode de signal, avec en plus deux petites flèches émanant de la diode et représentant l'émission de lumière.

Pour ne pas surcharger la sortie, et pour ne pas détériorer la LED, une résistance est insérée en série (fig. 11). En effet, comme tout composant, les diodes possèdent des limites d'utilisation.

D'abord, en ce qui concerne son bon fonctionnement, elle doit être polarisée en direct pour émettre de la lumière. Ainsi une tension positive doit être appliquée côté anode, comme indiqué sur la figure 12. Le courant I_D traversant la diode doit se trouver au-dessous de 50 mA (valeur maximale à ne pas dépasser en aucune façon). Le courant I_D habituel est situé entre 10 et 20 mA. A 10 mA, la diode émet une lumière confortable.

La tension directe V_D aux bornes dépend du type de diode. Elle se situe entre 1,4 et 1,8 V pour une LED rouge, entre 2 et 2,5 V pour les modèles jaunes ou oranges, et de l'ordre de 2,7 V pour les vertes. Cette tension V_D varie légèrement d'un modèle à l'autre.

De toute façon, il est obligatoire d'insérer une résistance de protection en série avec la diode. Son calcul est simple : $R = (U - V_D)/I_D$. S'il s'agit d'un circuit TTL, que la diode est « rouge » (V_D = 1,6 V) et que vous désirez la faire traverser par un courant I_D de 10 mA, la valeur de R sera : (5 − 1,6)/10 = 0,34 kΩ, la résistance à choisir sera une 330 Ω 1/4 W.

Rien de plus simple également que de contrôler le bon état de ces diodes. Il suffit d'une pile 4,5 V et de la résistance R (fig. 13).

Encore une recommandation importante, elle concerne la tension inverse qui ne doit jamais dépasser 3,5 V. Autrement dit, si par hasard

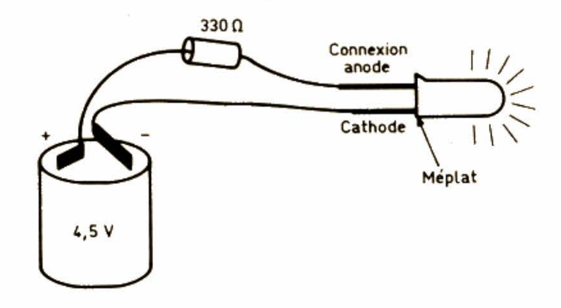


Fig. 13. – Contrôle d'une LED. L'anode doit toujours se trouver du côté « plus » de la source.

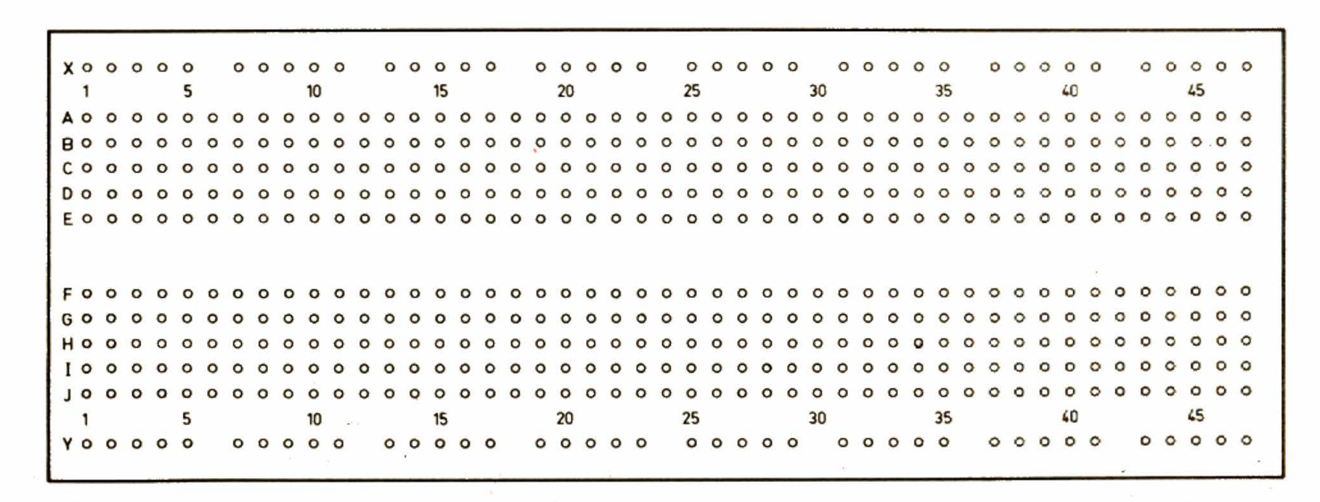


Fig. 14. – Représentation d'une plaque de connexions.

l'anode de la diode était portée à un potentiel négatif par rapport à la cathode (diode bloquée), ce potentiel ne devrait jamais dépasser 3,5 V. Les LED, bien pratiques dans les circuits logiques, sont des éléments fragiles en ce qui concérne la tension.

Il reste à dire que les diodes électroluminescentes les plus courantes se présentent sous la forme d'un tube en plastique de forme circulaire à extrémité bombée, de diamètre de 3 ou de 5 mm, que leurs sorties sont repérées par un méplat (côté cathode) ou par une connexion plus longue (côté anode) (fig. 13). Il existe de nombreux numéros de type, mais ces diodes sont classées plutôt par leur couleur que par leur numéro d'appellation.

Passons à la pratique

Pour assembler les divers composants (circuits intégrés, LED...) nous préconisons une planche de câblage instantané permettant d'effectuer des montages **sans soudure.** Appelé aussi « plaque de connexion », ce composant est toujours très utile car il est réutilisable à l'infini. Son seul inconvénient est son prix d'achat, mais on ne regrette pas d'avoir fait son acquisition.

Le dessin d'une telle plaque est donné figure 14. Les contacts placés sur la ligne horizontale X sont reliés ensemble. Il en est de même pour les contacts de la ligne Y. La plaque comporte aussi d'autres contacts reliés entre eux, tels que, pour chaque colonne, ABCDE d'une part, et FGHIJ d'autre part. Autrement dit, nous avons pour chaque colonne deux groupes de cinq contacts reliés les uns avec les autres. Si vous avez des doutes sur la liaison de deux contacts, utilisez un ohmmètre ou bien un circuit sonnette (pile en série avec ampoule).

Mettons que nous vouliez réaliser le ET indiqué sur la figure 11 en utilisant un circuit intégré 7408 et une plaque de connexion, vous n'aurez qu'à disposer ces composants comme sur la figure 15.

Le circuit intégré est alimenté par un fil allant de la ligne + 5 V à la broche n° 14 et par un autre fil allant de la sortie n° 7 à la ligne 0 V. Les broches 10 et 9 sont les entrées de la porte, elles sont reliées sur le dessin au + 5 V (niveau 1). La sortie n° 8 est connectée au + 5 V à travers une résistance de 1 000 Ω en série avec la diode LED.

Schéma de l'alimentation + 5 V

Il est donné sur la figure 16. Il se compose d'un transformateur 220 V/ 15 V, 3,5 W, de quatre diodes 0,5 A-40 V, d'un circuit intégré régulateur 7805 en boîtier TO-5 et de deux condensateurs de 1,25 μF. Ces composants (sauf le transformateur) peuvent être insérés sur la plaque de connexions.

J.-B. P.

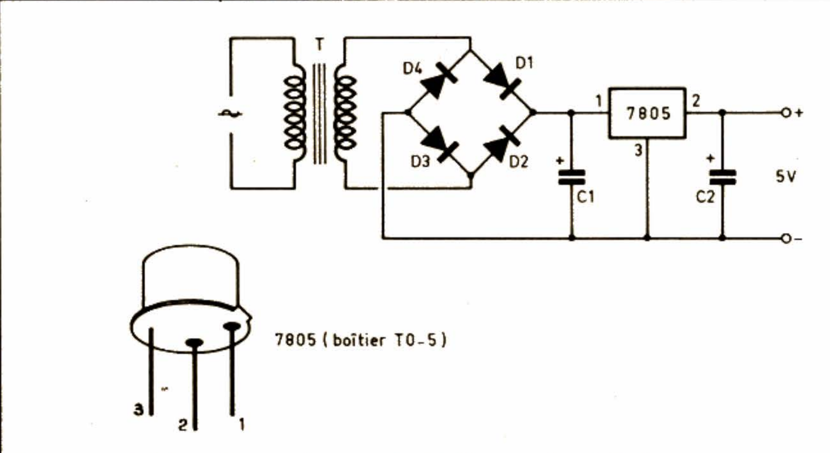


Fig. 16. – Schéma d'une alimentation 5 V pour circuit TTL.

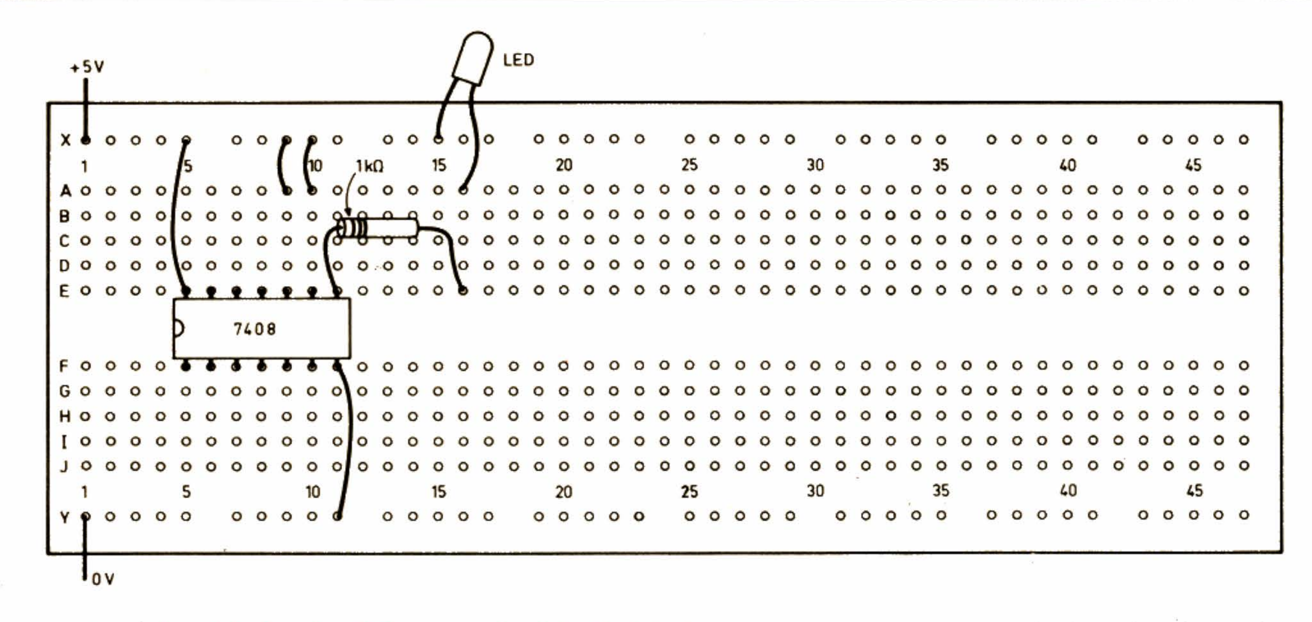
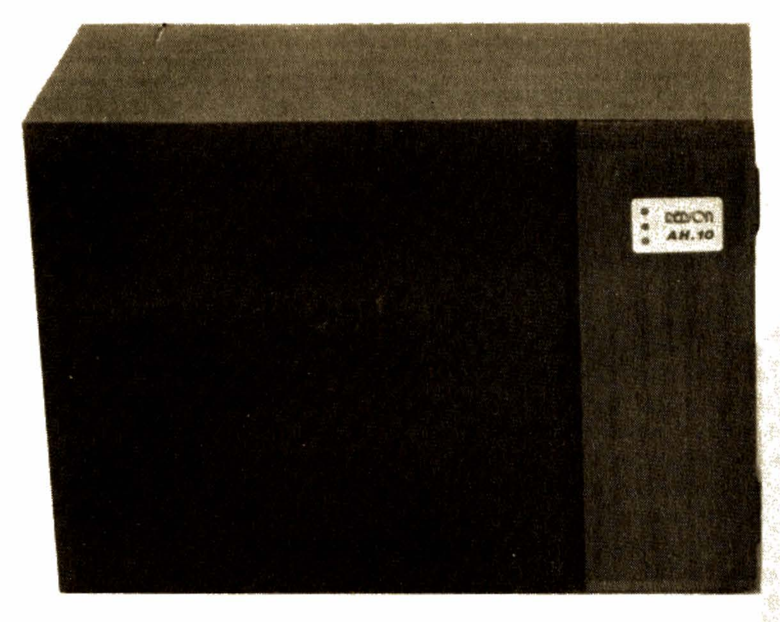
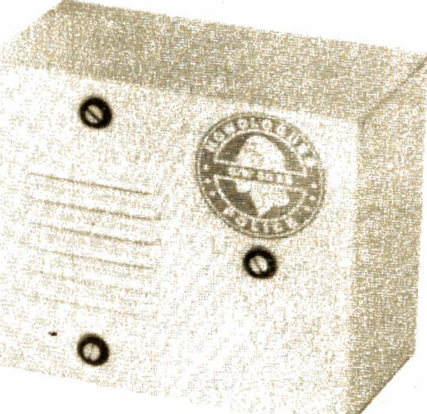


Fig. 15. – Réalisation de la fonction ET avec un circuit intégré 7408.





L'ALARME REDSON A H10

L'alarme Redson A H10 est fabriquée en France, elle est présentée dans un coffret qui ressemble à une mini-enceinte acoustique, le tissu noir cache en effet un haut-parleur mais aussi les circuits électroniques d'un émetteur-récepteur hyperfréquence à effet Doppler, autrement dit, un radar de détection volumétrique. La porte en bois, située à droite du haut-parleur, donne accès aux réglages et à un clavier qui permet de composer le code de service. Sur cette porte aboutissent trois guides de lumière qui conduisent, jusqu'à la surface de l'appareil, l'éclat de trois diodes LED. L'ensemble est alimenté sur le secteur ; d'éventuelles coupures de courant seront compensées par une batterie étanche au plomb qui assure une autonomie de 15 jours.

L'intégration des éléments rend l'appareil entièrement autonome. La face avant s'enlève pour permettre les branchements et la mise sous tension par un porte-fusible. Comme on peut couper l'alarme par ce fusible, ce qui suppose toutefois un démontage de la façade en moins de 15 ou 30 secondes, le constructeur a installé un interrupteur ILS (à lame souple), et un aimant solidaire de la grille qui assure la protection. Pendant les réglages, on remplacera l'aimant de la grille par un autre fourni avec l'alarme.

L'alarme entre en service par la composition d'un code à quatre chiffres. Ce codage permet bon nombre de combinaisons, une restriction cependant : l'impossibilité d'employer deux fois le même chiffre dans ce nombre. En effet, le codage s'effectue par quatre fils et dix broches, chaque fil correspondant à un chiffre. Il faudra beaucoup de temps à un intrus pour trouver le bon numéro et, si vous voulez le dérouter encore plus, vous pourrez toujours inscrire quelque part, un peu caché, un numéro, faux bien entendu !

L'appareil est livré avec un code annoncé par une étiquette. Vous pouvez aussi disposer d'un clavier de commande externe qui vous permettra de désarmer l'alarme en composant votre code ; de ce fait, une temporisation ne sera pas obligatoire. Si on tente d'arracher le boîtier ou de dévisser le clavier, l'alarme sera donnée, un microrupteur a été prévu à cet effet. De même, en coupant le câble du clavier, on déclenchera le système.

Les temporisations

Tout d'abord, la sirène ne fonctionne que 3 minutes d'affilée en conformité avec la législation ; 3 minutes, c'est déjà bien long pour les voisins en cas de fonctionnement intempestif !

Au-dessous du clavier, un interrupteur multiple en minidip sélectionne trois zones de détection : le radar, la temporisation du retour, celle du départ. Pour le retour, on choisit 15 ou 30 secondes, pour le départ 30 secondes ou 2 minutes. Sur cet interrupteur, nous avons une fonction de coupure de sirène, cette fonction sera, bien entendu, utilisée lors de la mise au point. Une fois le dispositif en service, on doit rendre cette commande inopérante. Pour cela, le constructeur laisse dépasser une boucle de fil, câ-

blée en série avec l'interrupteur ; on coupera donc ce fil puis on enfoncera les deux morceaux dépassant dans le trou. La coupure deviendra ainsi impossible.

Le radar travaille selon le principe de l'effet Doppler, il est construit dans une cavité de tôle en acier inoxydable ; une petite antenne, au centre de cette cavité, rayonne l'énergie fournie par un étrange module (belle pièce de chaudronnerie miniature !) Ce radar permet une détection à une distance de 15 mètres avec un diagramme de rayonnement que nous vous donnons sur la figure 1. Il fonctionne dans la bande des 2 450 MHz avec une puissance rayonnée de 1 mW. La portée de ce radar est celle mesurée sur un homme marchant au pas ; si le même homme prend quelques précautions, cette distance sera réduite. Signalons que le diagramme de rayonnement change en suivant la polarisation de l'onde, dans le plan vertical, la largeur du diagramme est pratiquement moitié de celle du plan horizontal, on devra donc en tenir compte pour l'installation. Le radar hyperfréquence exige des précautions d'installation, notamment dans certains environnements métalliques, le rayonnement traverse certains murs, les vitres. La notice donne des indications et recommande le réglage de la distance à une valeur inférieure de 1 mètre à la zone à protéger. On vérifiera d'ailleurs le fonctionnement, non seulement dans l'axe de rayonnement,mais aussi sur les côtés.

Le radar couvre une certaine zone mais ne suffit pas toujours à contrôler le tout, c'est pourquoi Redson propose, dans la même série, d'autres radars complémentaires que l'on peut relier à la centrale. Cette dernière dispose d'un bornier à 22 emplacements, qui permettent de relier des capteurs pour les trois zones. Ces trois zones seront protégées suivant trois modes :

– par contact normalement fermé, avec temporisation ;
– par contact normalement fermé, sans temporisation ;
– enfin par contact normalement ouvert et sans temporisation.

Le contact normalement ouvert a bien sûr l'inconvénient de ne pas permettre de détection de la coupure du câble, on préférera donc les circuits NF.

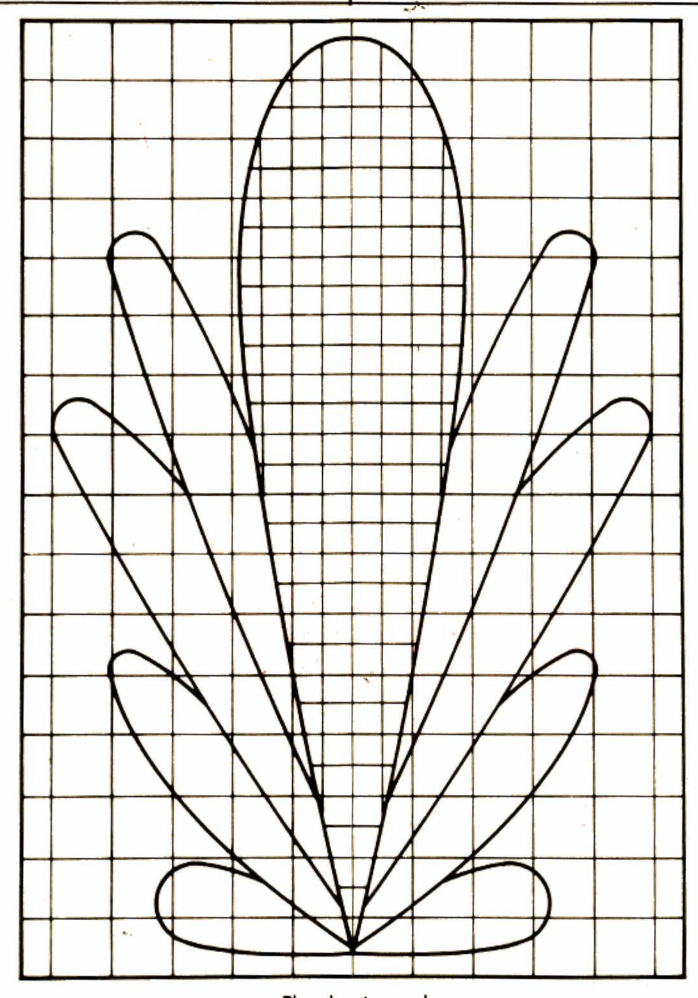
Avec un circuit NO, les possibilités de détection d'une coupure sont infimes, il suffit pourtant de les couper à la pince coupante pour que les deux fils viennent en contact. Si un jour vous avez coupé un fil secteur sous tension, vous saurez ce que cela veut dire ! En plus des trois zones commutables, l'AH 10 dispose d'une paire de bornes reliées au circuit d'autoprotection qui déclenchera une alarme par coupure de la boucle. On devra donc court-circuiter ces bornes pour un usage normal.

L'alarme Redson dispose également d'une sortie pour relais de commande d'éclairage et d'une autre sortie pour déclenchement de l'alarme par téléphone.

Si maintenant vous pensez que le signal d'alarme interne n'est pas assez puissant, vous pourrez acquérir des sirènes externes ou internes susceptibles d'être commandées par le module AH 10. Bien entendu, ces sirènes sont auto-alimentées et disposent donc de leur propre batterie d'alimentation. Là encore, nous avons une autoprotection en cas de coupure des fils, de décollement de la sirène du mur et, enfin, d'ouverture du boîtier, l'une des vis de fixation du capot commandant un interrupteur. Rien ne manque, nous ne voyons pas ce qu'il faudrait faire de plus pour éviter le déclenchement !

Technologie

L'appareil utilise la technologie C.MOS pour ce qui concerne les circuits logiques. L'ensemble bénéficie d'une consommation en veille de 6



Plan horizontal
échelle : 1 carreau = 1 mètre sur le site.

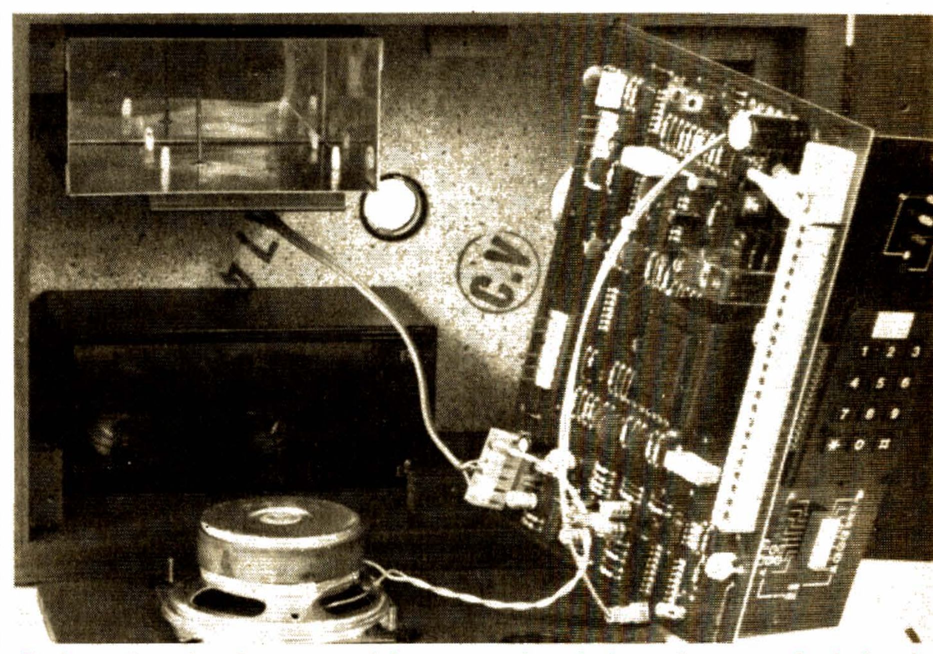
Fig. 1. – Diagramme de rayonnement.

mA, ce qui est peu si l'on considère que le radar entre en compte dans cette donnée. On utilise donc (sans doute) un oscillateur à FET ou bipolaire et non une diode pour la génération du rayonnement. La construction a été réalisée sur circuit époxy à double face et trous métallisés. Du luxe !

Le bornier à pince de l'AH 10 ne demande pas d'outil ; par contre, il en faut un pour le boîtier de commande à distance, des petits détails qui simplifient ou non la vie de l'installateur.

La qualité de la fabrication nous paraît d'un très bon niveau. Une critique toutefois : la sortie du câble secteur est à peine maintenue par un malheureux serre-câble en plastique souple.

La finition du boîtier utilise une matière plastique imitant le bois, l'ensemble est d'une esthétique suffisamment agréable pour que l'on puisse installer l'appareil en un endroit visible. A vous de juger !



En haut, le radar dans sa cavité ; tout en bas, la batterie et, sur la droite, les circuits électroniques.

L'installation

Cette alarme peut parfaitement s'intégrer à un système câblé existant, la centrale dispose des entrées nécessaires. Le radar pourra protéger une partie de l'habitation tandis que des contacts de fenêtres ou de portes complèteront l'installation. On utilisera la classique association d'un aimant et d'un interrupteur à lames souple sous atmosphère (ILS) pour détecter une ouverture de porte ou de fenêtre, et on sélectionnera, suivant l'endroit à protéger, la boucle instantanée (fenêtre, porte de derrière) ou retardée (porte d'entrée). Rappelons qu'une entrée retardée mémorise l'intrusion et déclenche l'alarme même si la cause a disparu (porte refermée, par exemple, quelques instants plus tard). L'emploi de sirènes externes ou internes ou d'un clavier de mise en route ou d'arrêt à distance demandera un câblage supplémentaire ; du câble téléphonique multipaire suffira. Des vérifications de portée et de zone d'action du radar devront être entreprises, le rayonnement peut sortir éventuellement à l'extérieur de la maison. Attention à ne pas rendre le dispositif trop sensible, une alarme qui se déclenche trop souvent perd toute efficacité et gêne les voisins...

Conclusions

Un détecteur volumétrique associé à une centrale d'alarme, tel se présente l'AH 10 de Redson, un produit fabriqué en France et qui nous a prouvé, expérimentalement, son efficacité.

Une fois le petit fil de coupure de sirène coupé, il sera pratiquement impossible de rendre rapidement l'appareil inopérant. Nous n'avons trouvé aucune faille ! L'ensemble est suffisamment élaboré pour arrêter toute tentative d'effraction.

Bloc-notes

BIBLIOGRAPHIE

SYSTEME D'EXPLOITATION ET LOGICIEL DE BASE DES MICRO-ORDINATEURS par P. JOUVELOT et D. LE CONTE DES FLORIS

La programmation système intéresse aujourd'hui l'amateur informaticien tout autant que le programmeur averti. Cet ouvrage, sans faire appel à des connaissances informatiques ardues, vous explique les principes généraux des systèmes d'exploitation mono-tâches et multi-tâches. Les principales caractéristiques d'Unix sont expliquées. Vous y trouverez aussi une présentation des utilitaires tels que compilateurs, assembleurs, systèmes de gestion de fichiers...

Un lexique-index définit les principaux termes techniques utilisés.

Principaux chapitres :

– Moniteurs et systèmes d'exploitation mono-tâches : (CP/M, MS/DOS)
– Systèmes d'exploitation multi-tâches
– Les couches d'un système d'exploitation
– Le système UNIX : présentation et analyse
– Les utilitaires : gestion de fichiers, assembleurs, éditeurs de liens...
– Présentation de quelques systèmes d'exploitation
– Le langage C

Un ouvrage format 15 × 21, 144 pages, couverture couleur.

Editeur : E.T.S.F. (Collection Micro-Systèmes n° 11)

UN DIP-METRE QU'ON PEUT MODULER

Les deux fonctions habituelles d'un dip-mètre sont la mesure approximative de la fréquence du signal issu d'un circuit actif (oscillateur, amplificateur), et la mesure par absorption, permettant de déterminer sur quelle fréquence est accordé un circuit LC passif.

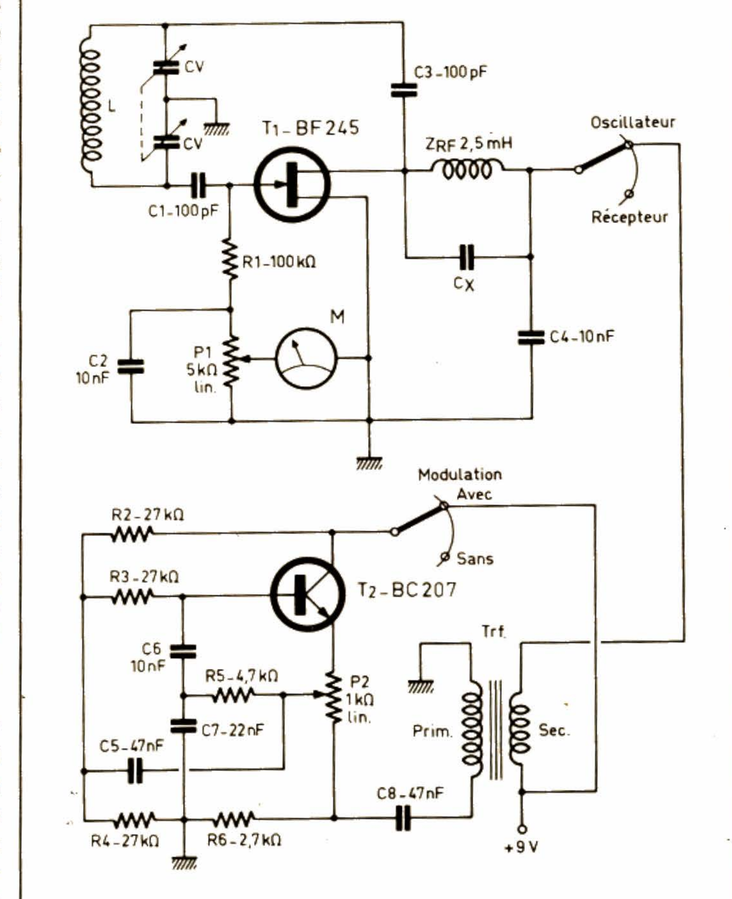
Le dip-mètre décrit ci-après possède, de plus, un oscillateur BF qui permet un fonctionnement en « hétérodyne modulée », pour vérifier la fréquence d'accord d'un récepteur, par exemple.

Le transistor T_1 travaille en oscillateur quand le commutateur d'alimentation se trouve dans la position correspondante. L'indication du mesureur M (très vraisemblablement de 100 μA, bien que le texte mentionne 100 mA) est alors proportionnelle au courant de gate de T_1. Ce courant résulte du redressement des oscillations par la diode gate-source, et il est fonction de l'amplitude de ces oscillations. Quand on couple L, bobinage oscillateur, avec un circuit passif qui se trouve accordé sur la fréquence des oscillations, ce circuit absorbe de l'énergie, d'où diminution du courant de gate et de l'indication du mesureur. Cette diminution est d'autant mieux visible que l'appareil est plus près de sa déviation totale. Il convient donc d'ajuster P_1 en conséquence.

Quand on veut analyser la fréquence de travail d'une source de signal, on coupe l'alimentation de l'oscillateur HF (position « récepteur » de l'interrupteur) et on couple L avec la source, ou, plus exactement, avec un bobinage qui en fait partie ou qu'on connecte dessus. La tension captée par L sera maximale lors de l'accord de CV sur la résonance. Elle se trouvera redressée par la diode gate-source de T_1 indiquée par le mesureur. On pourra alors déterminer sa fréquence, si le condensateur variable se trouve étalonné en conséquence.

Pour ce condensateur, une valeur de 2 × 100 pF serait optimale. Mais un condensateur de 86 + 130 pF (ou valeurs voisines), pour radiorécepteurs de petites dimensions, se trouve plus facilement dans le commerce et fait également l'affaire.

En mode oscillateur, il arrive qu'on observe de « faux dips », c'est-à-dire des résonances parasites. L'auteur affirme avoir pu les combattre efficacement grâce à un condensateur C_X (100 à 270 pF) qui se trouve aux bornes de l'inductance d'arrêt Z_{RF}, et dont la valeur optimale est à déterminer expérimentalement. Pour Z_{RF}, il a utilisé un enroulement sur un bâtonnet de ferrite ayant la taille d'une résistance de 1 W. Pour pouvoir obtenir plusieurs gammes de mesure, l'auteur fait appel à des bobines interchangeables, réalisées sur des connecteurs s'enfichant dans un support noval. Les prises audio DIN offrent de semblables possibilités. Pour un diamètre d'enroulement de 20 mm, il faut 39 spires en fil de 0,2 mm pour la gamme de 3,5 à 7,5 MHz, 20 spires en fil de 0,4 mm pour 6,7 à 12,5 MHz, et 8 spires en fil de 0,6 mm pour 13 à 30 MHz.

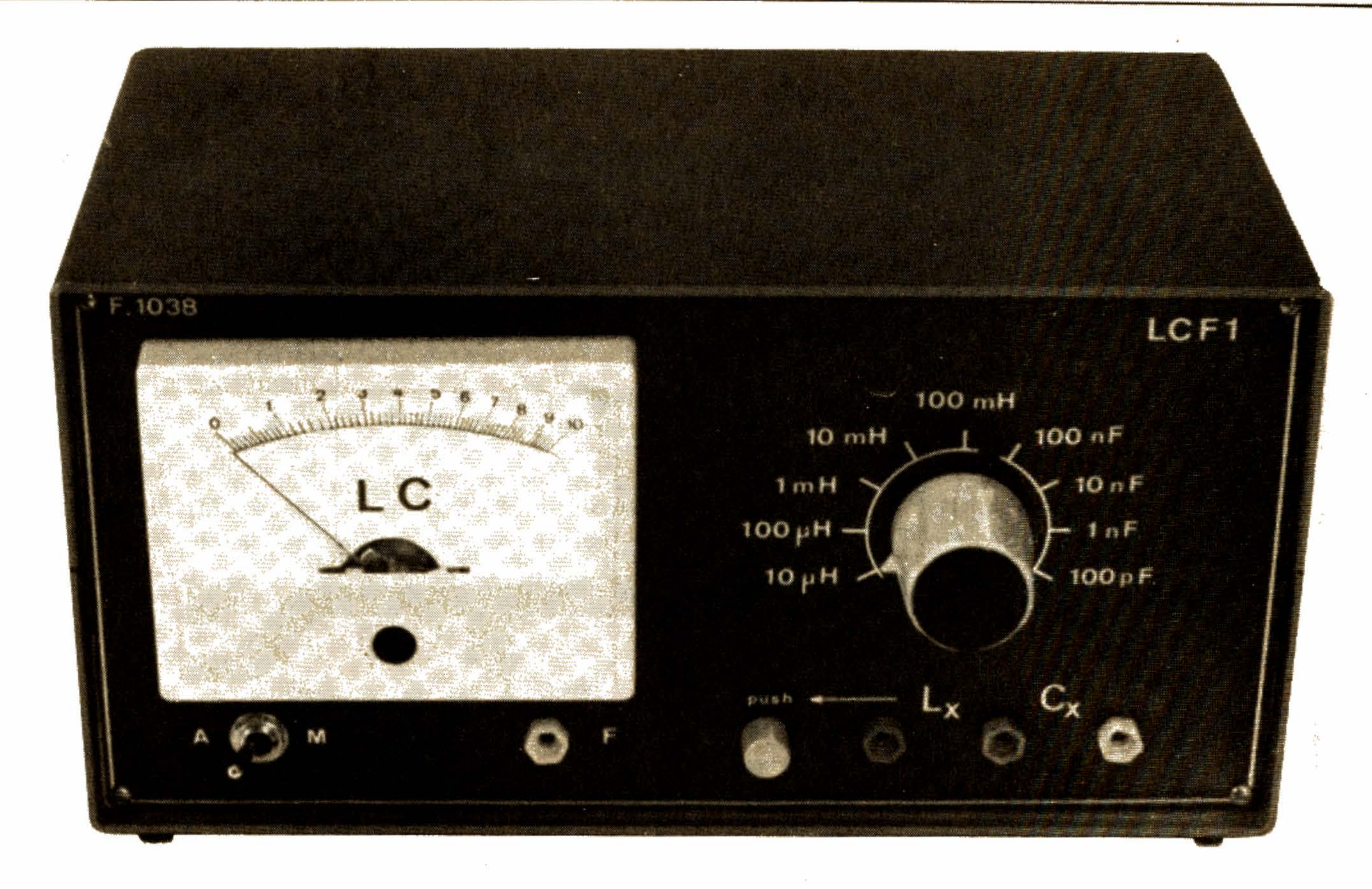


L'oscillateur BF (T_2) est du type collecteur commun et travaille sur 600 à 700 Hz, quand on ajuste P_2 sur fonctionnement sinusoïdal. Comme transformateur de modulation, on peut utiliser un quelconque transformateur de sortie, récupéré sur un récepteur japonais. Pour entendre la modulation dans un récepteur, il suffit généralement d'en faire passer le fil d'antenne à quelques millimètres de l'enroulement L. Si on dispose d'un récepteur comportant une graduation en fréquence suffisamment précise, on peut ainsi s'en servir pour étalonner le dip-mètre.

Liste des composants non commentés dans le texte

C_1, C_3 : 100 pF
C_2, C_4, C_6 : 10 nF
C_5, C_8 : 47 nF
C_7 : 22 nF
R_1 : 100 kΩ
R_2, R_3, R_4 : 27 kΩ
R_5 : 4,7 kΩ
R_6 : 2,7 kΩ
P_1 : 5 kΩ
P_2 : 1 kΩ
T_1 : BF 245 (ou BF 246, 2N 3819)
T_2 : BC 207 (ou BC 107, BC 237).

(G. Miglio, CQ Elettronica, Bologna, n° 11/82, p. 67.)



REALISEZ UN INDUCTANCEMETRE CAPACIMETRE

(Suite voir N° 1707)

II – Réalisation

1. Liste des composants

2 BF173
3 BC549 B ou C
3 1N4148
2 1N4002
1 7912
1 LED rouge de 3mm

R_1 : 680 Ω
R_2 : 470 Ω
R_3 : 33 kΩ
R_4 : 100 kΩ
R_5 : 100 kΩ
R_6 : 22 kΩ
R_7 : 4,7 kΩ
R_8 : 33 Ω
R_9 : 560 Ω
R_{10} : 22 kΩ
R_{11} : 2,2 kΩ
R_{12} : 1 kΩ
R_{13} : 6,8 kΩ
R_{14} : 10 kΩ
R_{15} : 10 kΩ
R_{16} : 5,6 kΩ
R_{17} : 3,3 kΩ
R_{18} : 1 kΩ
P_1 : 220 kΩ ajustable horizontal
P_2 : 10 kΩ ajustable horizontal
P_z : 4,7 kΩ genre P_{20} à la loi linéaire
R_l : 9 ajustables horizontaux de 10 kΩ
C_1 : 4,7 µF MKM
C_2 : 0,15 µF MKM
C_3 : 4,7 µF ch. 16 V
C_4 : 10 nF MKH
C_5 : 4,7 µF ch. 16 V
C_6 : 4,7 µF ch. 16 V
C_7 : 100 µF ch. 16 V
C_8 : 470 µF ch. 25 V
C_{aj} : 6/60 pF RTC

Divers

1 jeu de circuits imprimés
1 jeu de C et L de référence pour les gammes
1 transfo 220 V/ 2 × 12 V, 3 VA à picots pour CI
1 tumbler à double inverseur
1 poussoir à contact repos ou 1 inverseur
1 boîtier de dimensions minimum : 20 × 10 × 10 cm
1 galvanomètre 100 µA, démontable pour changement d'échelle
1 commutateur de gammes comprenant 1 encliquetage AB adaptable, 2 galettes AB à 2 circuits et 9 positions
2 boutons pour P_z et commutateur
1 fil secteur et fusible éventuel
3 douilles bananes de 2 mm
Tube de laiton pour entretoises, visserie, fil de câblage...
* Jeu de trois condensateurs C_r : 1 nF, 10 nF et 100 nF triés à 1 % disponibles chez SELECTRONIC, ainsi que l'ensemble de tous les composants pour faire ce montage.
* Jeu de 6 bobines ajustées à 0,5 % : 10 µH,

100 µH, 1 mH, 10 mH et 100 mH peuvent être fournies par l'auteur. Ecrire pour demander des conditions en joignant l'habituelle enveloppe timbrée et adressée, si vous désirez une réponse !

* L'auteur se charge également de l'étalonnage des LCF1 réalisés dans les règles de l'art. Même procédure pour les conditions.

Caractéristiques des bobines L_c

Toutes les bobines sont réalisées sur mandrin de NEOSID, type K426C
– 10 µH : 60 spires jointives de 15/100 émail. Noyau NEOSID.
– 100 µH : 180 spires 15/100 émail en deux couches. Noyau NEOSID.
– 1 mH : 400 spires de 12/100 soie en nid d'abeille. Noyau NEOSID.
– 10 mH : 850 spires 7/100 émail, en couches. Noyau Ferrox 4 × 25 mm.
– 100 mH : 2500 spires 7/100 émail, en couches. Noyau Ferrox 4 × 25 mm.

2. Réalisation des circuits imprimés

Le LCF1 comporte quatre circuits imprimés :

a) Le CI.A (figure 6). Il supporte l'essentiel des composants du montage.

b) Le CI.B. (figure 7). Il porte les inductances et condensateurs L_r et C_r.

c) Le CI.C (figure 8). Il est monté sur le commutateur de gammes et porte les résistances ajustables R_l et les condensateurs C_l.

d) Le CI.D (figure 9). Sur

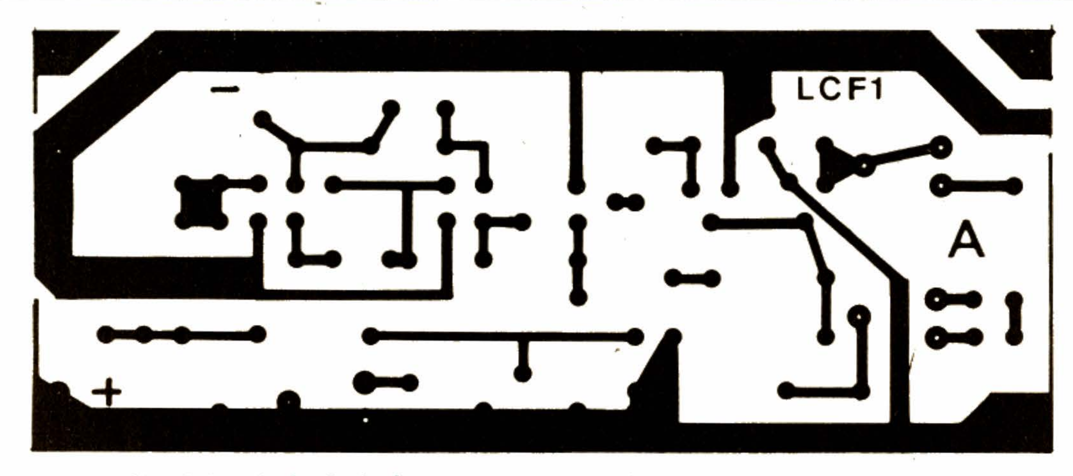


Fig. 6. – Circuit imprimé principal.

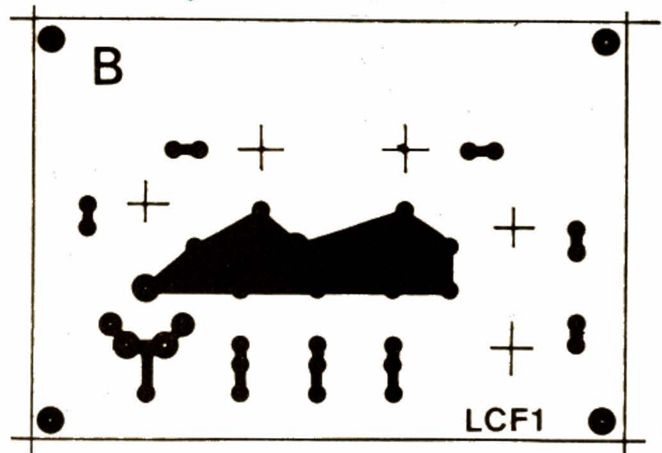


Fig. 7. – Circuit imprimé B.

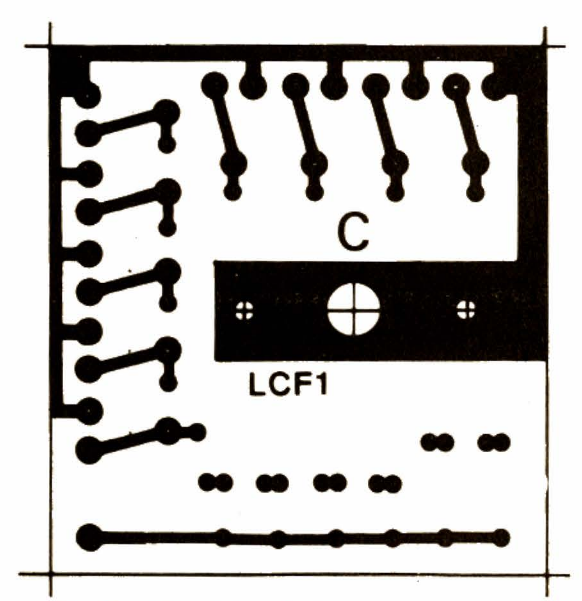


Fig. 8. – Circuit imprimé C.

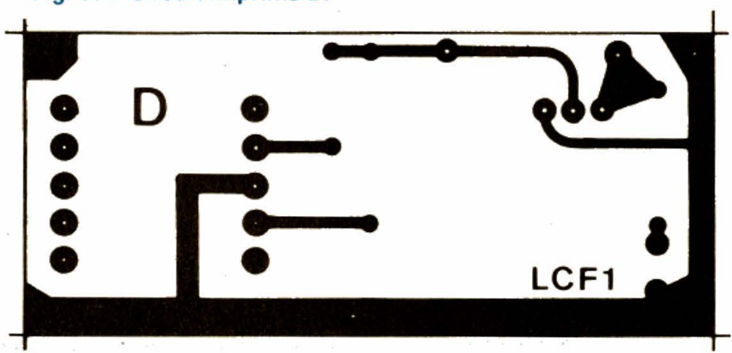


Fig. 9. – Circuit imprimé de l'alimentation.

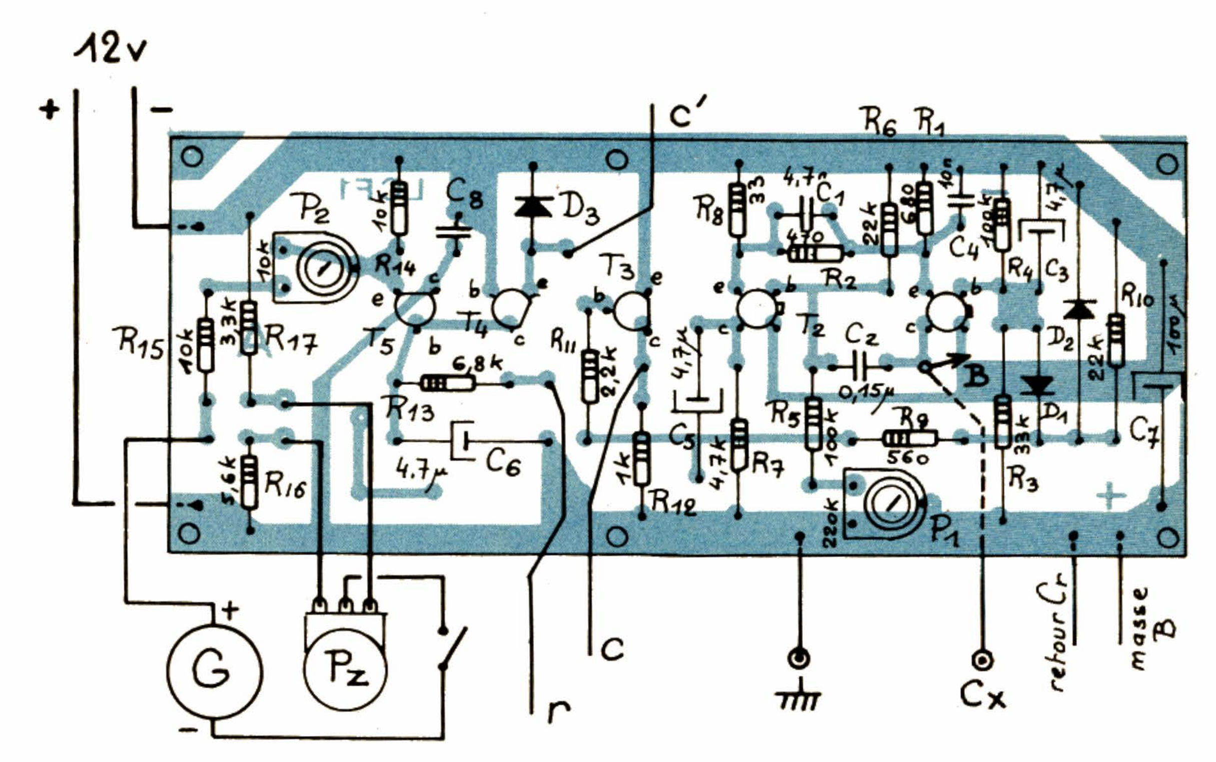


Fig. 10. – Pose des composants sur le circuit A.

RL : 9 x 10 kΩ/Aj

retour Cr

6/60 pF

1 nF

10 nF

0,1 µF

100 mH

10 mH

10 µH

100 µH

1 mH

c/T1

A

Lx

P

B

Fig. 11. – Câblage de la galette Kg L/Kg C vue de l'arrière. Position « 1 » = « 10 µH ».

Kg

masse B

100 pF

330 pF

1 nF

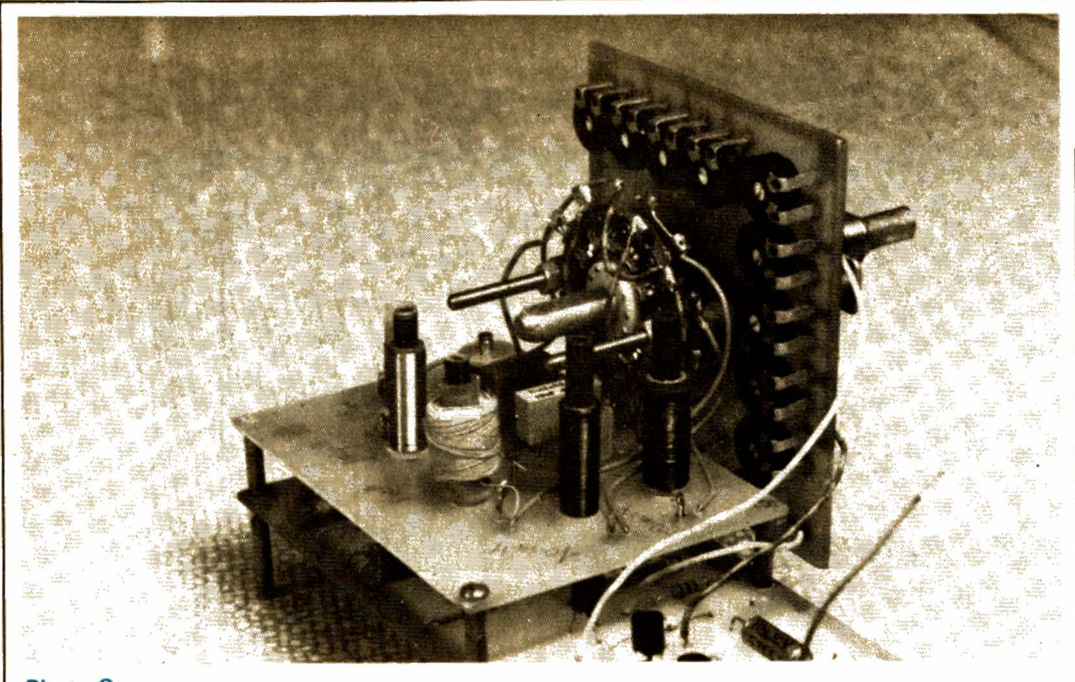
3,3 nF

10 nF

33 nF

CL

Fig. 12. – Pose des composants sur le circuit C.


Photo C

lequel est monté l'alimentation.

Tous ces CI sont de préférence en époxy de 15/10, simple face, encore que la bakélite HF puisse convenir. Les tracés sont très simples, donc exécutables à la main. Les CI sont, en principe, disponibles chez SELECTRONIC. L'auteur peut aussi vous fournir des films orange pour tirage photo.

La gravure exécutée, procéder à l'étamage des pistes puis au perçage. En général, percer à 8/10. Les trous d'angles sont agrandis à 25/10 pour recevoir les entretoises taillées dans du tube de laiton. On agrandira au diamètre convenable les trous des composants concernés : résistances ajustables, gros condensateurs, transfo... Les trous d'angles de B sont à percer à 20/10. Le CI d'alimentation reçoit 4 entretoises de 10 mm soudées aux angles. Le CI principal porte 6 entretoises : 2 longues de 33 mm, deux moyennes de 20 mm et deux courtes de 15 mm. Longues et courtes supportent en même temps le CI. B tandis que les moyennes ne concernent que A. On pourra voir cela sur les photos proposées.

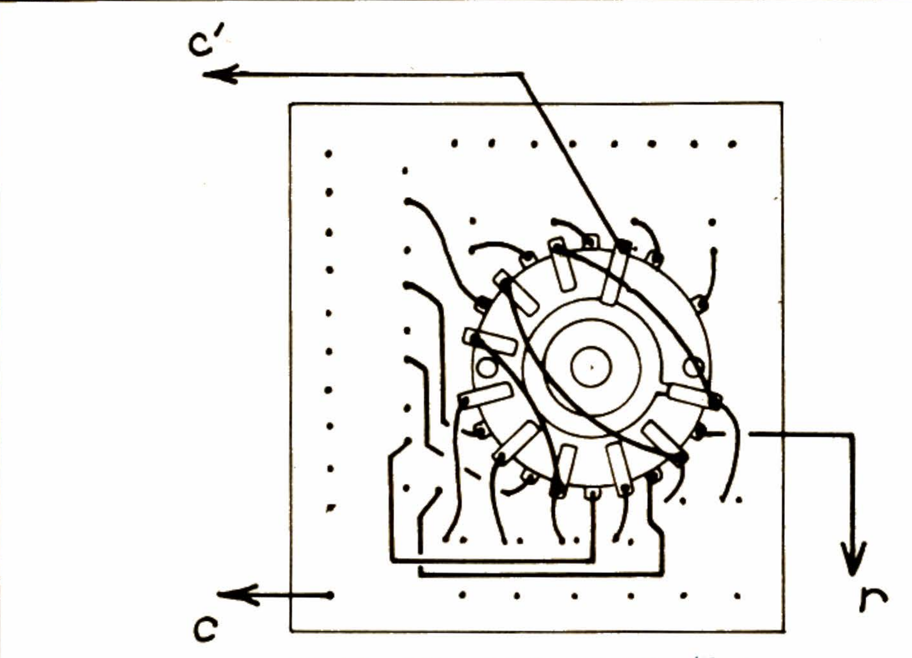


Fig. 13. – Câblage de la galette Kg r/Kg c vue de l'avant. Position « 1 » = « 10 µH ».

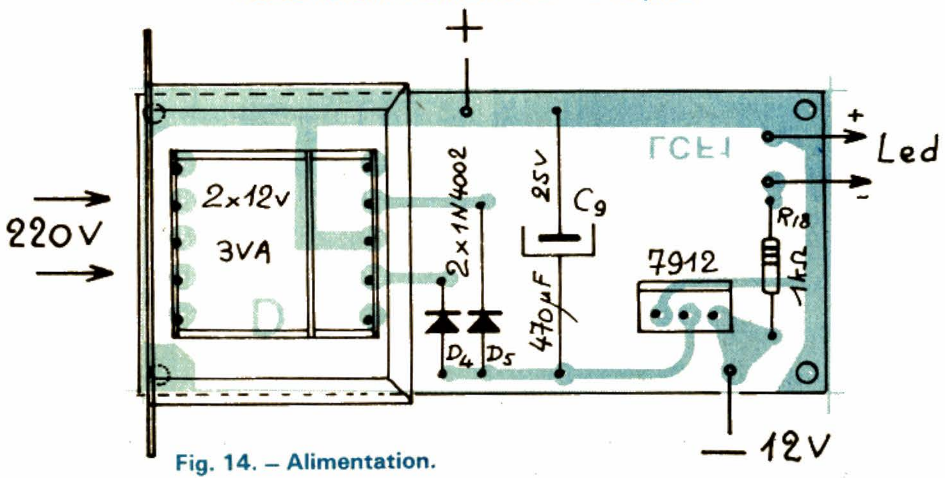


Fig. 14. – Alimentation.

3. Montage électrique

a) Circuit principal A. Voir figure 10. C'est très simple et la figure appelle peu de commentaires. Tous les composants sont à souder bien à plat. Faire évidemment très attention au sens des transistors, diodes et chimiques.

b) Circuit B. Voir figure 11. On pourra réaliser des picots à souder avec des chutes de fils de composants. Les souder sur B, ce qui permettra de raccorder facilement les fils des inductances.

Les mandrins doivent pénétrer à frottement dur et il sera bon de les avoir en main, avant de percer les trous. Souder les condensateurs C_r puis les bobines. Attention de ne pas briser les fils fins. Un fil nu vertical est soudé sous B et assure la liaison entre A et B, vers le collecteur de T_1. La soudure sur A est à faire en dernier, B étant installé et maintenu sur A.

c) Circuit C. Voir figure 12. Souder les neuf résistances ajustables et les condensateurs C_l. Le CI C est fixé sur l'encliquetage, entre les galettes correctement orientées. Voir figure 11 et 13.

Assurer toutes les liaisons entre les éléments R_l, C_l et la galette avant. Voir figure 13. Monter maintenant A et B d'une part et encliquetage et C d'autre part, à leur place définitive dans le boîtier. Faire les liaisons entre les bobines L_r, les condensateurs C_r et la galette arrière (voir figure 11) avec du petit fil rigide. Ces fils assurent le maintien des éléments entre eux lors d'un démontage. Terminer les liaisons en se reportant à la figure 10.

d) Circuit D. Voir figure 14. C'est enfantin et nous n'insistons pas ! Par contre on évitera de relier l'alimentation et le circuit A dans le mauvais sens.

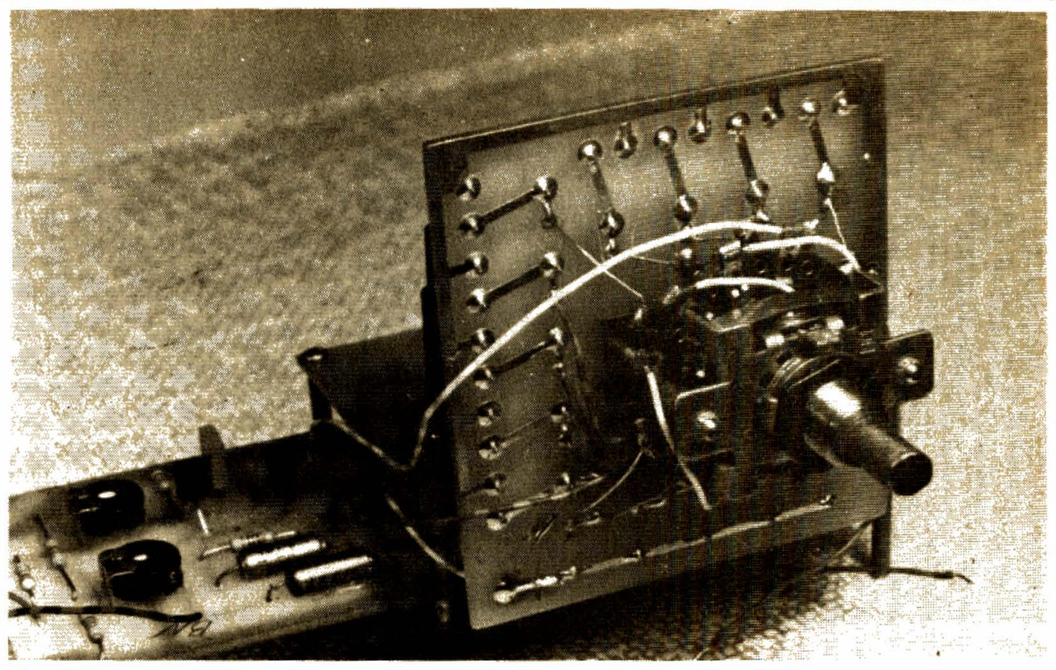


Photo D

4. Mise en service. Réglages

Procéder à la classique mais sérieuse vérification de rigueur ! Ne pas connecter maintenant le galvanomètre.

a) Brancher l'oscilloscope entre collecteur de T_2 et masse. Mettre sous tension. L'oscillation doit apparaître immédiatement. Ajuster le réglage P_1 pour qu'il en soit ainsi et pour que la forme d'onde soit bien symétrique. Vérifier cette oscillation pour chacune des 9 gammes.

b) La phase suivante du réglage exige un fréquencemètre numérique. On réglera les 5 inductances de manière à obtenir les fréquences données par la table 3. Ceci en fonction inductancemètre et poussoir au repos. On doit alors obtenir les fréquences données pour le capacimètre, sauf en gamme 100 pF pour laquelle il est nécessaire d'ajuster le condensateur 6/60 pF.

Si vous ne disposez pas d'un fréquencemètre, vous pouvez vous contenter de laisser les bobines au réglage fait par l'auteur. L'écart avec le réglage idéal doit être faible. Le réglage du CV se fera alors plus tard.

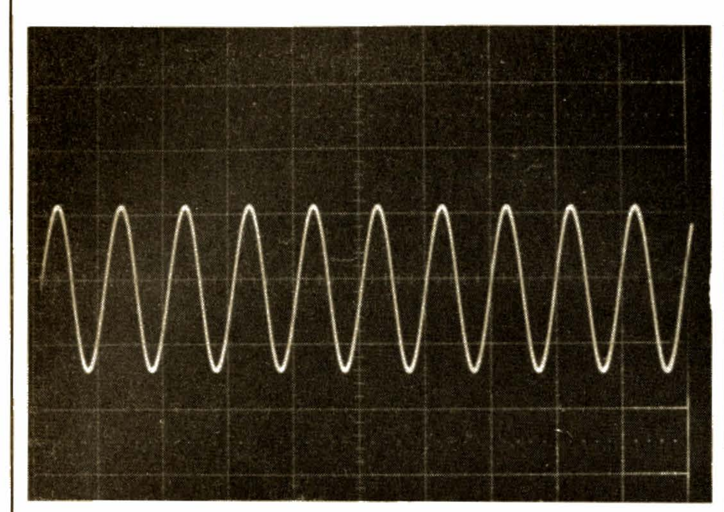
c) Cette première étape accomplie, on peut mettre le galvanomètre en service. Amener le potentiomètre P au milieu de sa course. Placer P_2 au maximum de sa valeur (à fond, vers la gauche). Toutes les résistances R_l à mi-course. Mettre sous tension, dans une gamme quelconque. Il est logique de commencer par celle de 10 μH. Le galvanomètre va probablement dévier dans un sens ou dans l'autre. Agir sur la résistance R_l de cette gamme pour amener l'aiguille à 0. Procéder ainsi de gamme en gamme pour caler toutes les résistances R_l.

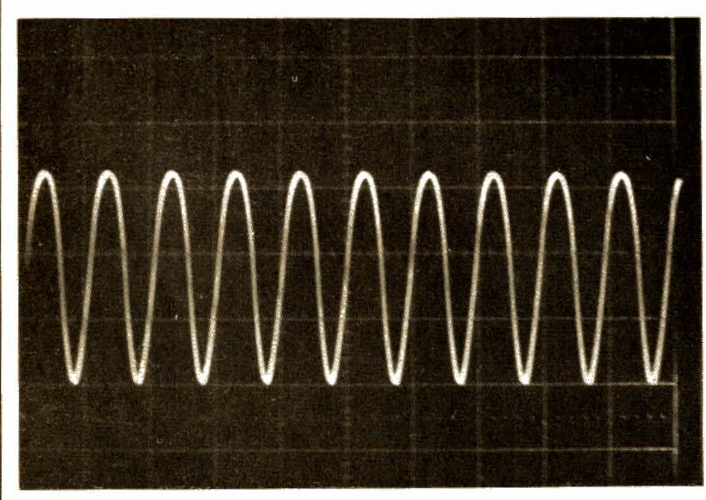
d) Il reste maintenant à faire l'étalonnage. Pour cela nous devons simplement régler la sensibilité du voltmètre par P_2.

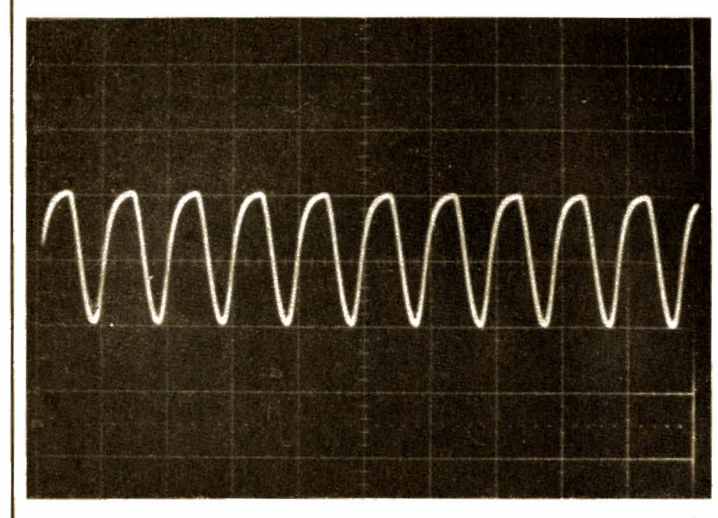
On va se servir de l'inductance de 1 mH fournie en supplément dans le jeu de bobines. Se placer dans ce calibre, connecter l'inductance étalon.

TABLE 3
Composants particuliers à chaque gamme et fréquence obtenue au repos.

GAMMES	CALIBRES	L_r	C_r	C_l	FREQUENCES
1	10 μH	10 μH	10 nF	100 pF	503,3 khz
2	100 μH	100 μH	10 nF	330 pF	159,2 kHz
3	1 mH	1 mH	10 nF	1 nF	50,3 kHz
4	10 mH	10 mH	10 nF	3,3 nF	15,9 kHz
5	100 mH	100 mH	10 nF	10 nF	5,03 kHz
6	0,1 μF	100 mH	0,1 μF	33 nF	1,59 kHz
7	10 nF	10 mH	10 nF	3,3 nF	15,9 kHz
8	1 nF	1 mH	1 nF	330 pF	159,2 kHz
9	100 pF	1 mH	100 pF Aj	100 pF	503 kHz


Osc. 1


Osc. 2


Osc. 3

Vérifier le zéro. Appuyer sur le poussoir. La galva dévie ! Amener l'aiguille exactement en fin d'échelle à l'aide de P_2. Vérifier à nouveau le 0. Retoucher éventuellement P_2.

Si P_2 à fond, la fin d'échelle ne peut être obtenue, la valeur de R_l est insuffisante. Augmenter la valeur de celle de la gamme 1 mH. Reprendre le réglage du zéro par P_z, puis celui de P_2. Procéder ainsi jusqu'à obtenir à la fois le bon zéro et la fin d'échelle corrects dans cette gamme.

Si cette correction a été nécessaire, il faudra reprendre le calage de toutes les résistances R_l, sans changer le réglage de P_z.

Une fois le réglage de P_2 fait, toutes les gammes sont automatiquement calées, y compris celles du capacimètre.

Si vous n'avez pas utilisé de fréquencemètre numérique, régler le 6/60 pF en mesurant une capacité de 100 pF de bonne précision et en obtenant, par retouches successives de R_L et du CV, d'une part le zéro et d'autre part la fin d'échelle.

Enfin rappelons que l'auteur peut régler les LCF1 dont les réalisateurs ne possèdent pas le minimum indispensable pour un calage correct !

5. L'échelle de lecture

Nous avons déjà dit que l'équation de conversion du montage n'était pas de type linéaire et donnait une graduation à intervalles plus serrés en fin d'échelle. Il existe donc deux possibilités :

a) Garder l'échelle linéaire du galvanomètre et utiliser une table de conversion pour traduire les déviations en valeurs mesurées. C'est très simple et très efficace. Voir table 2. C'est d'ailleurs cette solution qu'il faut adopter si l'on utilise un contrôleur universel extérieur. A noter que la sensibilité de ce dernier doit être en principe de 100 µA, avec les valeurs du schéma. On peut évidemment corriger les valeurs de R_{15} et de P_2 pour s'adapter à une autre sensibilité. Par exemple, les doubler pour un cadre de 50 µA.

b) Redessiner l'échelle du cadran ! C'est plus facile qu'on ne le croit ! Si la chose est possible, nous conseillons de garder le cadran d'origine, en le retournant simplement. Pour le tracé de l'échelle, commencer par chercher une photocopieuse de bonne qualité, capable de faire des réductions. Faire un test pour déterminer son échelle exacte. Puis dessiner la graduation à grande échelle pour avoir le final après deux photocopies réduites. Le résultat est très bon si l'original est fait avec des symboles à report direct, traits et caractères, genre Alfac ou Mecanorma ! Il suffit enfin de découper le cadran et de le coller, pour une finition parfaite !

III – Conclusion

Le LCF1 est un appareil simple, peu coûteux et très intéressant à réaliser ! Il doit vous permettre, une fois terminé, de devenir des familiers de l'inductance et de ne plus craindre ces composants, comme par le passé !

Le LCF1 peut donner parfois des résultats un peu différents de certains marqués sur des composants du commerce, par exemple. Il ne faut pas s'en étonner. En effet la valeur de l'inductance dépend souvent

des conditions de sa mise en œuvre. Par exemple de la fréquence à laquelle elle travaille. Les inductances du commerce sont en principe mesurées à 1 000 Hz ! Le LCF1 mesure toujours à fréquence plus élevée. Remarquons simplement que, en utilisation réelle, l'inductance ne travaille quasiment jamais à 1 000 Hz, du moins constamment. Très souvent, dans les montages HF on est très au-dessus de cette fréquence ! Par ailleurs, dans le LCF1, l'inductance sous mesure est traversée par le courant collecteur de T_1. Ce courant contribue à augmenter la valeur de l'inductance si elle est équipée d'un noyau !

Il faut donc admettre que la mesure d'une inductance n'est pas une chose très facile et qu'une certaine approximation est inévitable. Ne nous inquiétons pas cependant : l'essentiel consiste bien à disposer d'un appareil de précision suffisante pour permettre une approche convenable d'une inductance donnée.

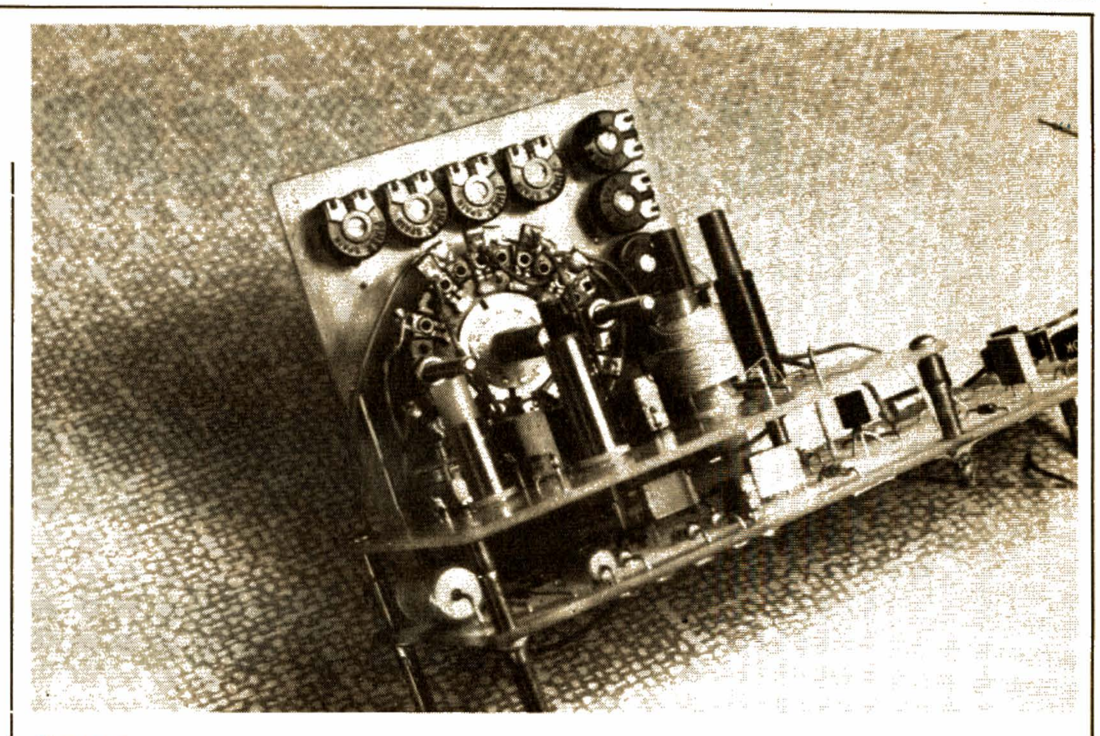


Photo E

Le LCF1 remplit parfaitement ce rôle et à ce titre, il devrait figurer dans l'atelier de tout amateur d'électronique !

ANNEXE
Mesure des valeurs hors calibres

Le LCF1 mesure jusque 100 mH et 0,1 µF. Si vous voulez dépasser ces valeurs, vous le pouvez à condition de disposer d'une inductance ou capacité auxiliaire de valeur bien connue. De préférence 100 mH et 0,1 µF.

a) mesurer l'inductance auxiliaire, si sa valeur n'est pas connue. Le résultat de cette mesure est noté L_{aux}.

b) Connecter L_x en parallèle sur L_{aux}.

Mesurer $L_{éq}$.

c) On a :

$1/L_{éq} = 1/L_{aux} + 1/L_x$

d'où

$L_x = (L_{aux} - L_{éq})/(L_{aux} \times L_{éq})$

Pour les capas, le principe est le même, mais en mettant C_x en série avec la capacité auxiliaire C_{aux}.

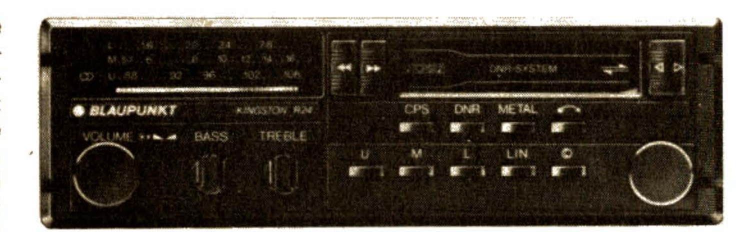
F. THOBOIS

Bloc-notes

L'AUTORADIO BLAUPUNKT KINGSTON R24

Le Kingston R24 a été conçu pour satisfaire une nouvelle clientèle que les spécialistes de Blaupunkt regroupent sous le terme générique de « génération du son ». Cette appellation désigne ceux qui pensent, sentent et vivent « jeune », une « nouvelle race » de consommateurs qui, quels que soient leur âge et leur situation, attachent une grande importance à la qualité des objets dont ils s'entourent...

Côté radio, on notera l'adoption de touches douces pour le choix des gammes d'ondes, et d'une touche LIN permettant de déconnecter le loudness automatique et le système d'antiparasitage, et d'élargir, par là même, la bande passante jusqu'à 15 000 Hz.



L'esthétique de la façade a été particulièrement travaillée : une échelle lumineuse permet de visualiser instantanément la fréquence de la station écoutée, et reprend le concept « design nuit » développé par Blaupunkt sur ses modèles haut de gamme.

Côté cassette, on remarque l'adoption d'un indicateur de piste avec diode électroluminescente, l'insertion motorisée de la cassette, un sélecteur de bandes « trois positions », et une bande passante étendue (35-18 000 Hz).

Côté ampli, on retrouve la touche LIN, et une balance gauche/ droite avec point moyen.

L'AMPLIFICATEUR B.F. NUMÉRIQUE DE PUISSANCE

Ce n'est plus un mythe ! L'amplificateur BF « numérique » va s'avérer dans les mois qui viennent une réalité tangible. Un des précurseurs en ce domaine est sans conteste la firme française « COMEL » qui présentait, dès le Festival international du son 1981 et sous la marque « Power », un prototype d'amplificateurs BF de puissance entrant dans cette catégorie, inhabituelle jusqu'à présent. Depuis, « COMEL » n'est plus un des seuls à s'intéresser à cette nouvelle voie puisqu'au dernier Salon international de la musique de Francfort, le constructeur américain « Peavey » exposait, lui aussi, sur son stand un modèle d'amplificateur numérique ; certes, cette présentation était statique, donc sans que l'appareil soit réuni au secteur comme source d'alimentation, mais depuis, ce modèle (discret pour les oreilles) a fait place à deux autres modèles que nous avons pu bel et bien entendre à Méridian (USA), siège de la firme du nouveau continent. Qui plus est, une de nos grandes firmes nationales commence à s'intéresser à ce type d'amplificateur et cette fois, non plus en vue d'un usage professionnel comme cela est le cas pour « COMEL » et « Peavey », mais bel et bien pour une fabrication destinée au grand public.

S'agissant de COMEL, les recherches entreprises au Centre de Montreuil ont permis de maîtriser complètement la technique BF numérique et d'améliorer le prototype de 1981 qui, pourtant, était déjà en état de fonctionnement. Pourquoi donc ne pas avoir commercialisé, dès cette époque, un amplificateur numérique ? Telle est la question que nous avons posée à Gérard Mori, P.-D.G. de COMEL, au cours d'une visite au Centre de Montreuil. « Commercialiser notre amplificateur numérique dès 1981 aurait conduit à un fiasco. Non pas à cause des performances, qui se révélaient déjà très bonnes, mais à cause du prix qui aurait été excessif. En effet, il y a encore quelques années, le prix des composants nécessaires à l'élaboration d'un amplificateur numérique – composants bien souvent d'un type spécial et plus nombreux que pour un amplificateur conventionnel – faisait que tenter une telle aventure aurait mené à un prix de revient prohibitif. Si nous avons exposé un modèle numérique voilà maintenant trois ans, c'était surtout pour nous affirmer en montrant que nous étions à même de nous attaquer avec réussite à une technologie nouvelle. Pouvoir dire : « COMEL est une petite société mais voilà ce que nous savons faire »... et apporter la preuve de notre savoir-faire est déjà une belle satisfaction. A présent les choses ont évolué, le prix des composants a baissé, ce qui fait qu'un amplificateur numérique n'est plus que légèrement plus coûteux qu'un amplificateur conventionnel, mais avec des avantages indéniables sur ce dernier, en particulier un rendement de l'ordre de 90 % pour un poids bien plus réduit. L'amplificateur stéréo de quelques centaines de watts et de moins de 10 kg n'est guère concevable avec la technologie conventionnelle, alors que cela est tout à fait possible avec l'amplificateur numérique. D'ailleurs nous présenterons nos modèles au Salon de la Musique de Paris, en septembre, et serons en mesure de les commercialiser dans les mois qui suivent, début 85 au plus tard. »

Que faut-il entendre par amplificateur BF numérique ? Ici les explications manquent et ne sont guère substantielles. Nous en saurons peut-être plus sur les technologies mises en œuvre dans quelques mois quand les appareils seront commercialisés. Les fabricants sont toutefois moins chiches quand il s'agit des performances de leurs réalisations. Nous vous livrons ci-après l'explication (sommaire) qui nous a été fournie par les services de Claude Roubin, responsable technique du Centre COMEL de Montreuil :

« L'amplificateur numérique COMEL fait appel à une classe d'amplification, la classe S ; on sait qu'il

existe différentes classes d'amplification, les plus connues étant les classes A, AB, B et C. Il en existe d'autres. Par exemple, la classe D.

Un amplificateur classe D se compose d'une paire de transistors qui commutent alternativement, délivrant leur puissance à un circuit accordé chargé de reconstituer l'onde ; l'angle d'ouverture est faible. C'est un procédé hautement non linéaire qui trouve son emploi limité exclusivement à la HF (circuit accordé sur la fréquence fondamentale) ; on remarque que l'onde d'excitation, l'onde de sortie et l'utilisation sont sur la même fréquence f_o. Si maintenant on module en largeur, en conservant la fréquence centrale et en utilisant cette même fréquence f_o, on obtient un étage HF complet capable de moduler en amplitude, en classe D modulée.

Les classes E et F sont des améliorations de ce dispositif et s'orientent vers une amélioration du rendement en faisant travailler la commutation dans de meilleures conditions (un seul transistor plus un résonateur harmonique 3...).

La classe S fait appel à une technologie à deux transistors qui commutent alternativement à une fréquence différente de la fréquence de sortie ; la fréquence de commutation est beaucoup plus grande que la fréquence maxima de sortie ; cette fréquence de commutation, éliminée par un filtre passe-bas très énergique, n'apparaît pas en sortie.

Au repos, l'onde modulée présente un rapport cyclique de 50 % (fig. 1a), et le signal de sortie est nul. Si maintenant le rapport cyclique s'écarte de la valeur précédente, la tension de sortie varie proportionnellement dans le même sens que cette variation. Par exemple :

- Si le rapport cyclique tombe à 20 % (fig. 1b), la tension de sortie varie de 2 × 20 % de V^-, soit 40 % = 40 V si V^- = 100 V.
- Si le rapport cyclique monte à 80 % (fig. 1c), la tension de sortie varie de 40 % de V^+, soit 40 V si V^+ = 100 V.

Cet étage de sortie peut donc passer le continu.

Si la modulation est rapide et que le filtre autorise l'onde à sortir, on aura en sortie l'image de la tension d'entrée aux pertes près.

En fait, ces pertes sont très faibles et essentiellement dues au filtre et aux résistances « ON » (sens passant) des commutateurs.

Théoriquement, le rendement atteint 100 % ; pratiquement, on peut s'approcher très près de ce chiffre en surdimensionnant les commutateurs, ce qui devient coûteux si l'on veut atteindre des rendements supérieurs à 90 %. Dans le cas de l'amplification BF, ce rendement étant quasi constant à n'importe quel niveau de puissance, le gain en rendement apporté par cette technologie, en comparaison avec la classique amplification à résistance variable commandée (classe AB), est excellent même avec des rendements de 80 à 85 % (voir courbes). »

Les courbes (fig. 2, 3 et 4) montrent, en effet, un net avantage en faveur de l'amplificateur numérique (classe S), par rapport à l'amplificateur conventionnel (classe AB). Elles ont été relevées sur un amplificateur numérique « COMEL », de puissance de sortie 100 W (sinusoïdal) sur 4 Ω :

- La figure 2 compare la puissance perdue en chaleur (en watts) en fonction des puissances de sortie obtenues d'un amplificateur conventionnel (classe AB) et d'un amplificateur numérique (classe S).
- La figure 3 met en évidence les rendements comparés des deux types d'amplificateurs (AB et numérique).
- La figure 4 rend compte des différences de taille des radiateurs sous la forme du rapport R = (taille des radiateurs de l'amplificateur classi-

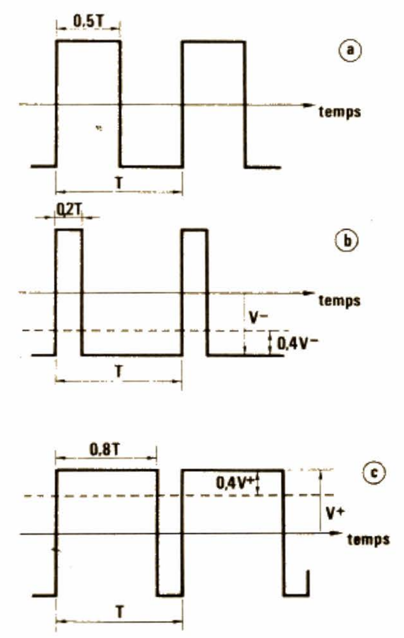


Fig. 1


MM. Barbier-Lambert, responsable des approvisionnements, Claude Roubin et Gérard Mori de la COMEL (de gauche à droite).

que/taille des radiateurs de l'amplificateur numérique).

Comme il est dit au début de cet article, si COMEL apparaît comme un précurseur dans le domaine de l'amplification de puissance numérique – et sa bonne connaissance des alimentations à découpage dans le domaine de l'émission n'est pas étrangère aux résultats obtenus en basse fréquence « nouvelle technologie » –, la société française n'est plus la seule à suivre cette voie. En effet, les amplificateurs « Peavey » qu'il nous a été donné de voir et d'entendre sont, eux aussi, numériques. Quel en est le principe ?

Difficile de répondre puisque les renseignements à ce sujet manquent pour le moins de consistance. La raison que nous a donnée Hartley Peavey, P.-D.G. de la firme, quant à cette rétention d'explications techniques est toutefois assez compréhensible : les circuits originaux sont en instance d'homologation dans le monde entier et, avant que cette formalité importante ne soit accomplie, une sage précaution consiste à ne divulguer le « pourquoi » et le « comment » des réalisations qu'au compte-gouttes. Toujours est-il que nous avons pu obtenir un synoptique – très succinct – et qui n'explique pas grand chose, secret oblige (fig. 5). Espérons que nous aurons plus d'explications sur ces circuits lorsqu'ils seront protégés efficacement par les brevets proposés par Hartley et son équipe. A titre d'exemple un peu plus concret, Peavey donne toutefois un comparatif entre un amplificateur conventionnel et un amplificateur numérique DECA (DECA : « Digital Energy Conversion Amplification ») de sa conception, ces deux amplificateurs ayant même puissance de sortie (100 W) :

Ce tableau (I) montre que ce procédé DECA permet d'approcher un rendement de 100 % (le tableau fait abstraction des pertes de l'amplificateur à vide, en position d'attente). Nous retrouvons une expression plus imagée de ce tableau quant aux pertes et aux rendements figures 6 et 7. On remarquera, à propos de la figure 7, que celle-ci présente une similitude certaine avec la figure 3 fournie par COMEL, ce qui donne à penser que les technologies de COMEL et de Peavey doivent être assez voisines même si l'un parle de classe S et si

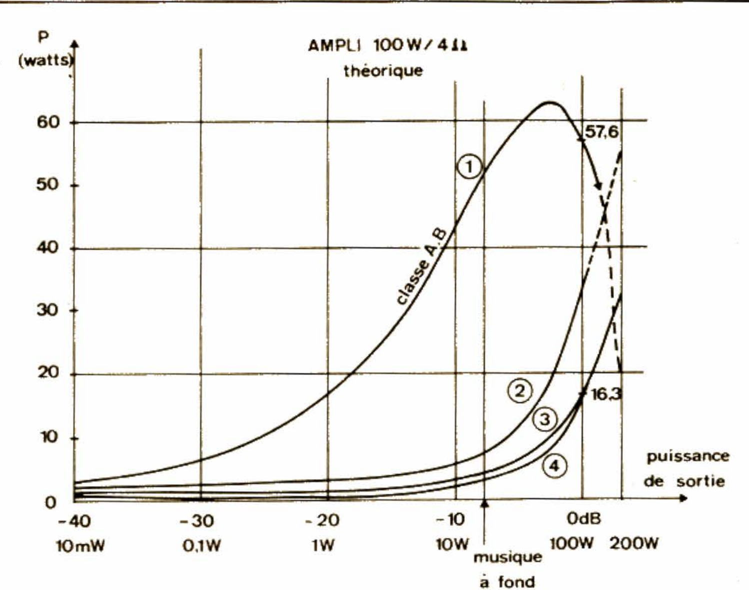


Fig. 2. – Comparaison entre la puissance perdue en watts en fonction de la puissance de sortie d'un amplificateur classe AB (1) et d'un amplificateur numérique (2). (2) est la somme des pertes dans l'amplificateur et dans son alimentation (3 + 4).

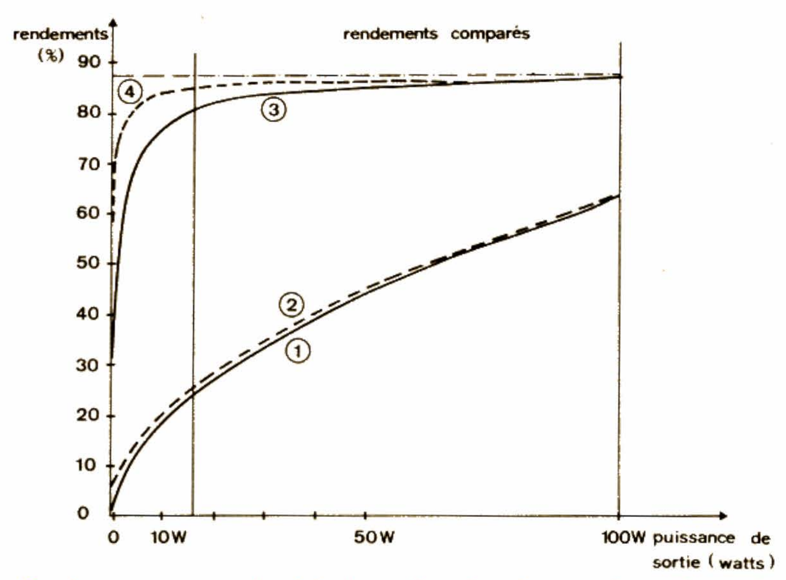


Fig. 3. – Rendements comparés théoriques (en tirets) et pratiques (en trait plein) d'un amplificateur classe AB (1 ou 2) et d'un amplificateur numérique (3 et 4) en fonction de la puissance de sortie.

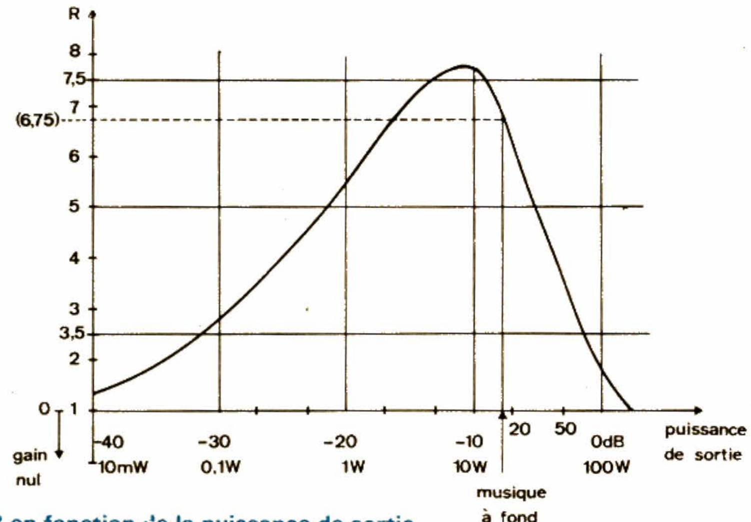


Fig. 4. – R en fonction de la puissance de sortie.

CONVERSION NUMÉRIQUE DE L'ENERGIE

DDT™
Contre-réaction
Entrée
Entrée analogique
Quantificateur de niveaux d'énergie numérique
Pompe d'énergie numérique
Réservoir de courant
Circuit de contrôle numérique
Sortie

Fig. 5
(DDT : circuit compresseur spécifique à Peavey.)

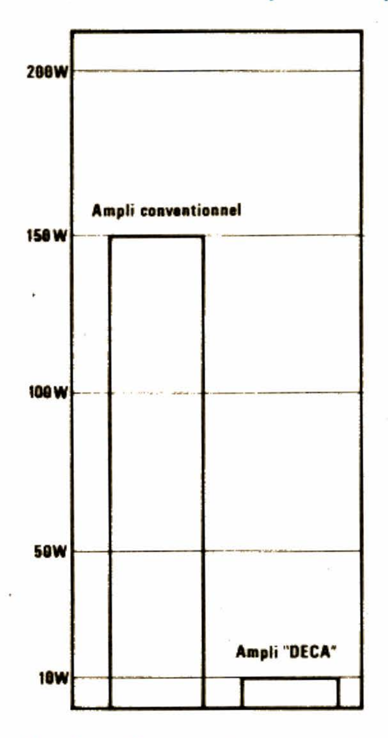


Fig. 6. – Comparaison entre la puissance perdue, en watts, d'un amplificateur de puissance conventionnel et d'un amplificateur DECA, donnant tous deux 100 W en sortie (la consommation à vide a été négligée).

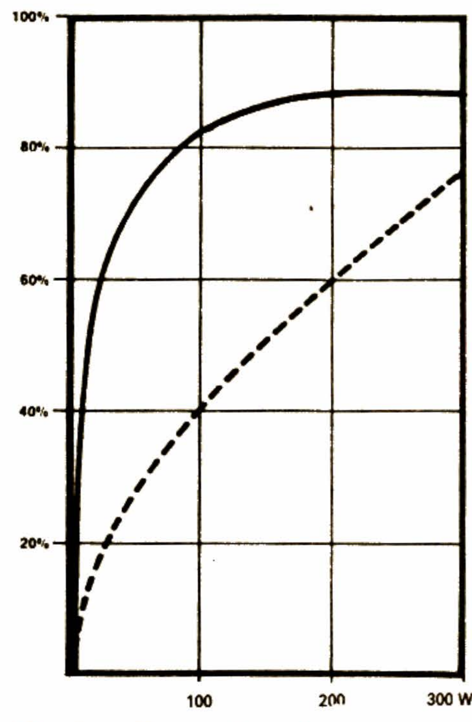


Fig. 7. – Comparaison des rendements (en %) d'un amplificateur DECA (en trait plein) et d'un amplificateur conventionnel (en tirets) en fonction de la puissance de sortie (en watts). A rapprocher de la figure 3.

	Ampli conventionnel	Ampli DECA
Puissance de sortie	100 W	100 W
Courant max. (charge)	5 A	5 A
Courant d'alimentation	5 A	1,67 A
Puissance fournie par l'alimentation	300 W	100 W
Puissance perdue	150 W	10 W
Charge	4 Ω	4 Ω

Tableau I

l'autre se montre très discret sur son système DECA.

Quoi qu'il en soit, l'amplificateur numérique semble bien séduisant et il ne serait guère étonnant que, en ces périodes d'économie d'énergie, il ne s'impose rapidement sur le marché avec une généralisation de la technologie à laquelle il fait appel.

Ch. PANNEL

BIBLIOGRAPHIE

DICTIONNAIRE DE PHYSIQUE

par J.-P. MATHIEU, A. KASTLER et P. FLEURY

S'en tenant au seul domaine de la physique, ce dictionnaire, réalisé par trois auteurs éminents (dont un prix Nobel), propose, pour chaque mot du langage des physiciens, une définition sobre et claire.

Cela conduit à utiliser pour les définitions non seulement la langue usuelle des mots et des phrases, mais aussi des représentations graphiques, schémas et dessins très lisibles, ainsi que des formulations mathématiques des plus classiques.

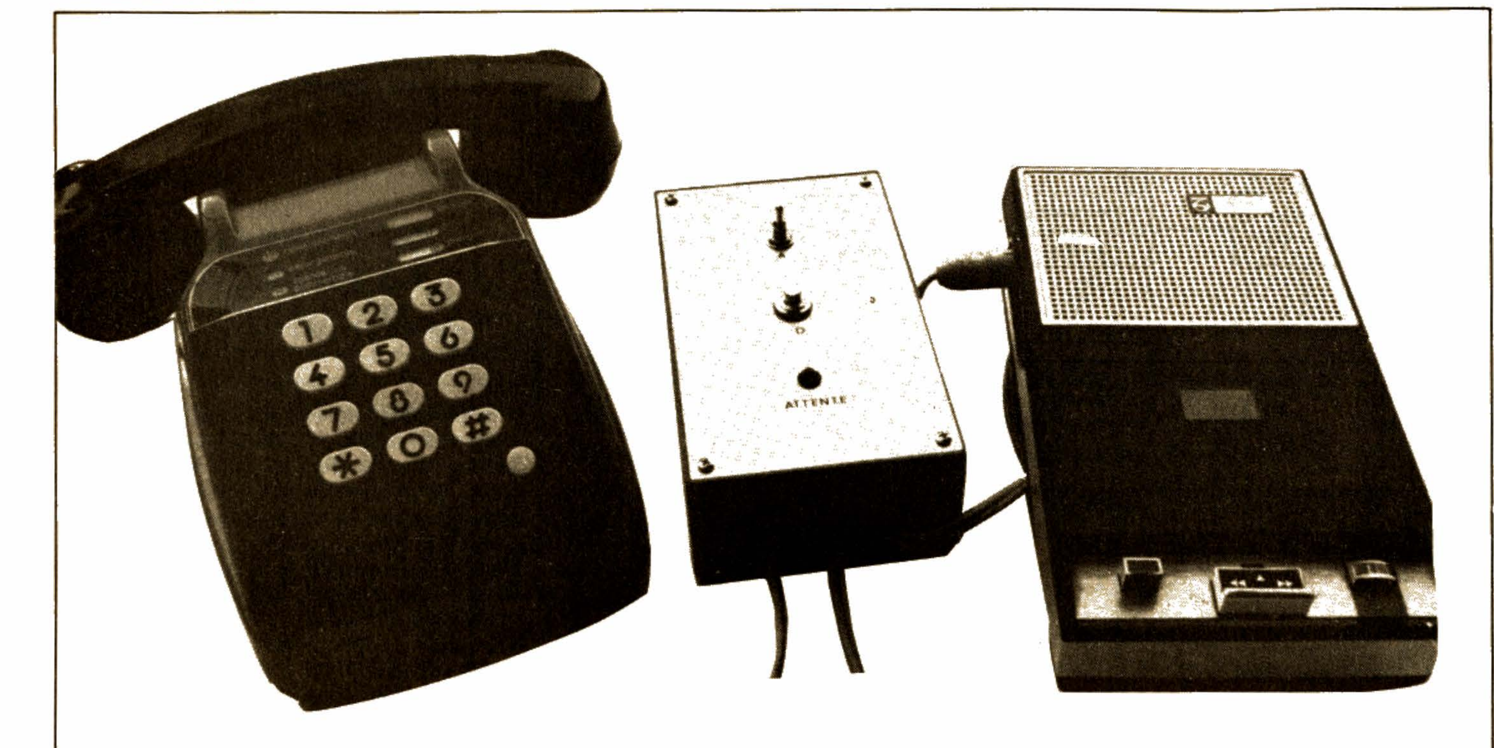
L'ouvrage présente plus de 4 000 mots. Les auteurs ne se sont pas limités à en donner la définition la plus concise, mais rappellent des propositions scientifiques qui se rattachent à son emploi ; les définitions contiennent, pour certains termes qui possèdent une vaste extension, celles de termes corrélatifs, permettant ainsi d'enchaîner logiquement ou analytiquement plusieurs définitions et d'employer à l'occasion le dictionnaire comme aide-mémoire.

L'ouvrage peut être aussi considéré comme un formulaire de la physique. Il présente les équations fondamentales de l'électricité ; les équations de Gauss, de Maxwell, sont données sous la forme vectorielle classique ; les opérateurs rotationnel, divergent, laplacien, sont définis par ailleurs, non seulement en coordonnées cartésiennes mais aussi en coordonnées polaires.

Les symboles et la nomenclature sont presque toujours conformes aux instructions de l'Union internationale de Physique pure et appliquée. Les unités sont celles du Système international, avec des tableaux de correspondance. Le dictionnaire est complété par un petit lexique anglais-français, des tableaux de physique atomique corpusculaire, de cristallographie, de constantes fondamentales.

Par sa présentation très soignée et sa clarté, ce « Dictionnaire de Physique », important et original, devrait être utile, non seulement aux physiciens eux-mêmes, mais aussi aux écrivains et journalistes scientifiques, rédacteurs de brevets, traducteurs, secrétaires, étudiants, enseignants des degrés secondaire et supérieur, et beaucoup aussi aux ingénieurs et techniciens pour qui la physique constitue souvent la connaissance scientifique la plus indispensable.

Editeur : Eyrolles - Masson.



RÉALISEZ UNE ATTENTE TÉLÉPHONIQUE MUSICALE

Sous ce titre en apparence banale se cache une réalisation originale tant par les possibilités offertes que par les moyens employés pour y parvenir. Ce montage permet en effet à tout possesseur d'un ou plusieurs postes téléphoniques de mettre un correspondant sur attente musicale pendant que vous transférez son appel sur un autre poste, que vous allez chercher l'interlocuteur qu'il a demandé ou que vous recherchez des informations pour répondre à sa demande. Ce montage est entièrement automatique et ne nécessite aucune intervention sur l'installation téléphonique. De plus, si le correspondant lassé raccroche, le montage le détecte, arrête la musique et libère automatiquement votre ligne téléphonique qui peut ainsi recevoir un nouvel appel. Si vous êtes un fidèle lecteur de cette revue, vous aurez sans doute reconnu là des possibilités analogues à celles du transfert téléphonique automatique que nous avons décrit dans un précédent numéro. C'est tout à fait normal puisque cet article en est une évolution logique et annoncée à l'époque.

Présentation

Notre montage se raccorde instantanément sur toute installation existante au moyen d'une prise téléphonique gigogne. Il se compose d'un boîtier capable de réaliser une mise en attente ou un transfert entre deux téléphones, et d'un magnétophone à cassettes de n'importe quel type chargé de diffuser la musique utilisée par le montage. Nos photos montrent un mini K7 Philips d'âge certain, mais le montage a été étudié pour un walkman que l'on peut trouver à très bas prix car les performances demandées n'ont pas besoin d'être bonnes vu la bande passante du réseau téléphonique.

Si le montage est utilisé en attente ou transfert téléphonique sans musique, il est autonome et ne nécessite pas d'alimentation secteur ; nous revenons alors au montage décrit dans notre numéro de juillet. La diffusion de la musique nécessite, par contre, une alimentation secteur incorporée qui, de plus, remplace les piles du magnétophone à cassettes quel qu'en soit le modèle.

L'utilisation du montage est fort simple ; supposons qu'un correspondant vous

appelle et que, pour une raison quelconque, vous ayez besoin de le faire patienter (il demande une autre personne que vous par exemple) ; il vous suffit alors de le prévenir et d'appuyer sur le poussoir du montage puis, tout en gardant le doigt appuyé, de raccrocher le combiné. Une fois que c'est fait, vous pouvez lâcher le poussoir ; votre correspondant entend la musique diffusée par votre magnétophone et vous disposez du temps que vous voulez. Un voyant situé sur le boîtier vous rappelle que quelqu'un est en attente.

Pour reprendre la communication, il vous suffit de décrocher n'importe quel poste de votre installation pour que la musique s'arrête automatiquement et que vous retrouviez votre correspondant. Si par hasard il s'était lassé et qu'il ait raccroché, la musique se serait arrêtée d'elle-même et le voyant du montage se serait éteint, vous indiquant que plus personne n'attendait.

Le schéma

Comme pour le montage de transfert téléphonique de notre numéro de juillet, c'est encore un thyristor qui fait la majorité du travail comme nous allons le voir en examinant la figure 1 ; thyristor qui est associé à un composant peu connu qu'est le photocoupleur IC_1.

La ligne téléphonique est reliée aux bornes L_1 et L_2, ce qui fait que le montage se trouve en parallèle sur le ou les combinés en votre possession. Au repos, le poussoir P est relâché, le thyristor T_1 est bloqué et aucun courant ne circule donc entre L_1 et L_2. La LED est éteinte de même que celle contenue dans le photo coupleur IC_1. Le montage est donc passif vis-à-vis de la ligne téléphonique ; c'est sa position de repos.

La partie droite du schéma est chargée de la commande automatique et de l'alimentation du magnétophone. Un régulateur intégré IC_2 fournit 5 V (pour la version avec walkman) sur l'émetteur de T_3. Ce transistor est maintenu bloqué par T_2, lui-même maintenu bloqué par le transistor du photocoupleur IC_1, qui n'est pas conducteur puisque la LED contenue dans celui-ci n'est pas alimentée. Aucune tension n'est donc présente aux bornes « alim » et le magnétophone n'est pas alimenté.

Lorsque vous êtes appelé et que vous décrochez, la tension aux bornes de L_1-L_2 s'établit à 12 V environ avec le pôle positif sur L_1, mais tout reste passif tant que vous ne touchez pas à P. Ensuite, il faut savoir que pour conserver la ligne téléphonique établie, il faut consommer sur celle-ci un minimum de courant de l'ordre de 10 mA.

Pour activer le montage, il suffit d'appuyer sur P ; compte tenu des polarités de ligne, le thyristor s'amorce et l'espace L_1-L_2 est alors assimilable à une résistance de faible valeur. Il est alors possible de raccrocher le téléphone sans perdre la ligne puisque notre montage consomme suffisamment de courant pour cela.

D'autre part, l'amorçage du thyristor a permis à la LED de s'allumer, mais aussi à celle du photocoupleur IC_1 de faire de même, rendant ainsi conducteur T_1, T_2 et T_3 et alimentant le magnétophone à cassettes qui s'est mis en marche.

La sortie haut-parleur supplémentaire ou écouteur de ce dernier est reliée au primaire du transformateur de ligne TL via une résistance de 10 Ω simulant l'impédance d'un haut-par-

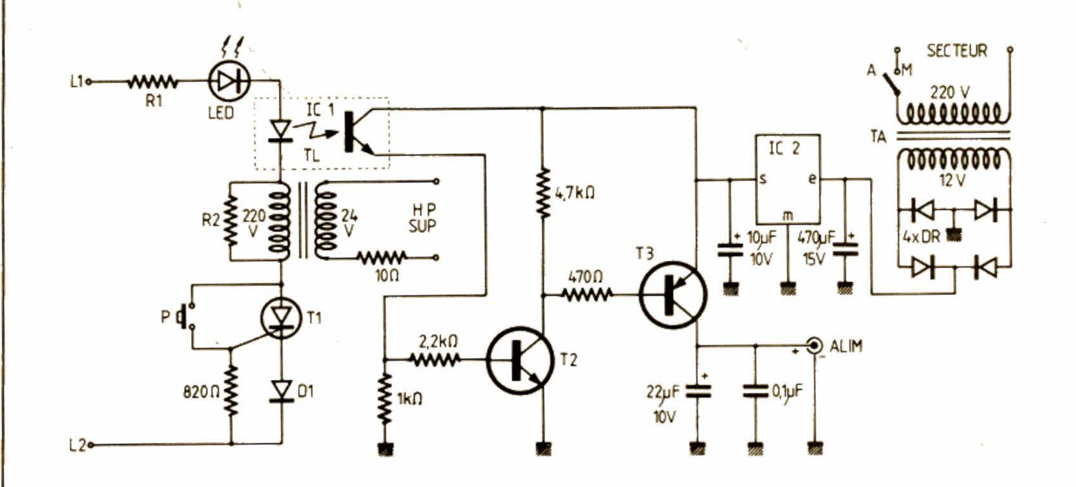


Fig. 1. – Schéma de l'attente musicale automatique.

Repère	Type ou équivalent
IC_1	4N33, TIL113 ou équivalent
T_1	Thyristor 100 V 1 A ou plus ; C106 D_1 par exemple
T_2	BC107, BC547, 2N2222A, 2N2219A...
T_3	BD234, BD238, BD136, BD138, BD140...
D_1, 4 × DR	1N4001 ou 1N4002
LED	N'importe quel type
TL, TA	Transfo 220 V 2 × 12 V 1,2 VA ou plus ; modèle à picots
IC_2	LM340T5, µA7805, MC7805, régulateur 5 V 1A
Condensateurs	1 × 470 µF 15 V, 1 × 22 µF 10 V, 1 × 10 µF 10 V, 1 × 0,1 µF
Résistances	Carbone, 1/2 W, 5 ou 10 % : 1 × 10 Ω, 1 × 470 Ω, 1 × 820 Ω, 1 × 1 kΩ, 1 × 2,2 kΩ, 1 × 4,7 kΩ. R_1 et R_2 (voir texte)
Divers	1 poussoir contacteur appuyant, 1 inter 1C2P, 1 support de CI 6 pattes, CI, soudure, prises...

Fig. 2. – Nomenclature des composants.

leur extérieur. La BF produite est ainsi envoyée sur la ligne téléphonique via le transformateur TL.

Quelques précisions sont encore nécessaires pour bien assimiler le fonctionnement du montage. La première concerne la pression sur le poussoir qu'il faut maintenir pendant que l'on raccroche ; l'explication en est simple : lorsque l'on appuie sur P, le montage devient conducteur et se trouve placé en parallèle sur votre téléphone qui est encore décroché ; la consommation sur la ligne double et la tension de celle-ci tombe à environ 6 V, ce qui est insuffisant pour maintenir conducteur le thyristor. Il faut donc forcer celui-ci en appuyant sur P jusqu'à ce que vous raccrochiez, auquel cas il ne reste plus que notre montage en service et la tension de ligne remonte à 12 V et peut maintenir le thyristor en conduction.

C'est ce même processus qui fait que lorsque vous décrochez à nouveau, le montage s'arrête de lui-même ; en effet vous faites ainsi tomber la tension de ligne à moins de 6 V et le thyristor se désamorce.

Lorsque c'est votre correspondant qui raccroche, par contre, le principe du réseau téléphonique fait que la tension entre L_1 et L_2 change de polarité, ce qui bloque immédiatement le thyristor, arrêtant ainsi le montage.

Les deux résistances R_1 et R_2 dont la valeur ne figure pas sur le schéma sont déterminées au moment des essais, compte tenu de votre transformateur TL et de votre thyristor pour obtenir un fonctionnement conforme à ce qui est exposé ci-avant. Rassurez-vous, cet ajustement se fait très rapidement.

Réalisation

Le faible nombre de composants ne devrait pas poser de problème d'approvisionnement. Le thyristor sera si possible un C106 D_1 mais tout modèle 100 V 1 A peut convenir. Un modèle trop puissant peut cependant refuser de rester amorcé avec seulement 12 V à ses bornes.

Le photocoupleur est un modèle très répandu chez tous les distributeurs ayant quelques composants micro-informatique. Quant au transformateur de ligne TL, c'est tout simplement... un transformateur d'alimentation du même type que celui de l'alimentation. Nous avons choisi, par souci d'homogénéité, des transformateurs 220 V 2 × 12 V de 1,2 VA avec des sorties à picots pour câblage direct sur circuit imprimé. Pour le transformateur de ligne, les deux enroulements secondaires sont mis en série pour faire un secondaire 24 V, alors que pour l'alimentation un seul demi-secondaire 12 V est utilisé. Les autres composants sont peu critiques. IC_2 est un modèle 5 V si vous comptez utiliser un walkman, car ces appareils s'alimentent généralement avec 3 ou 4 piles de 1,5 V.

Si vous utilisez un magnétophone à cassettes plus gros qui demande 8 ou 9 V, remplacez IC_2 par un régulateur intégré du même

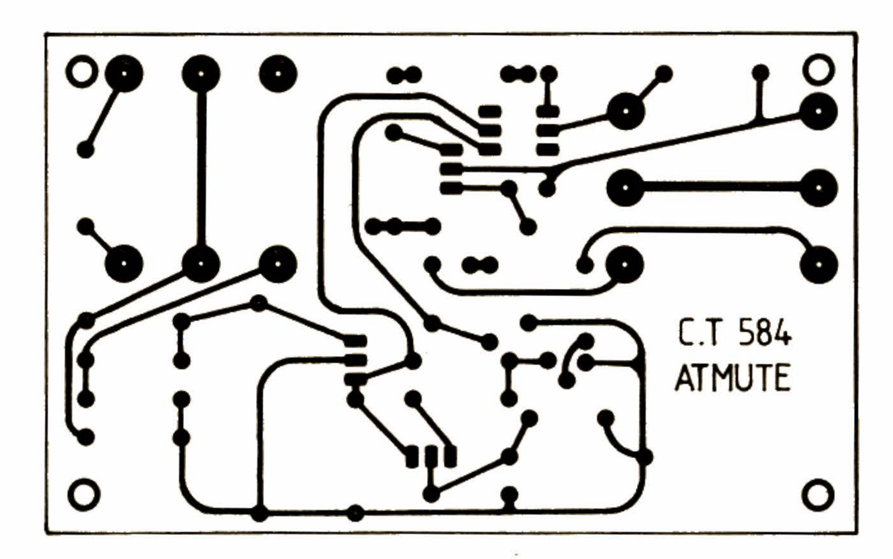


Fig. 3. – Le circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1.

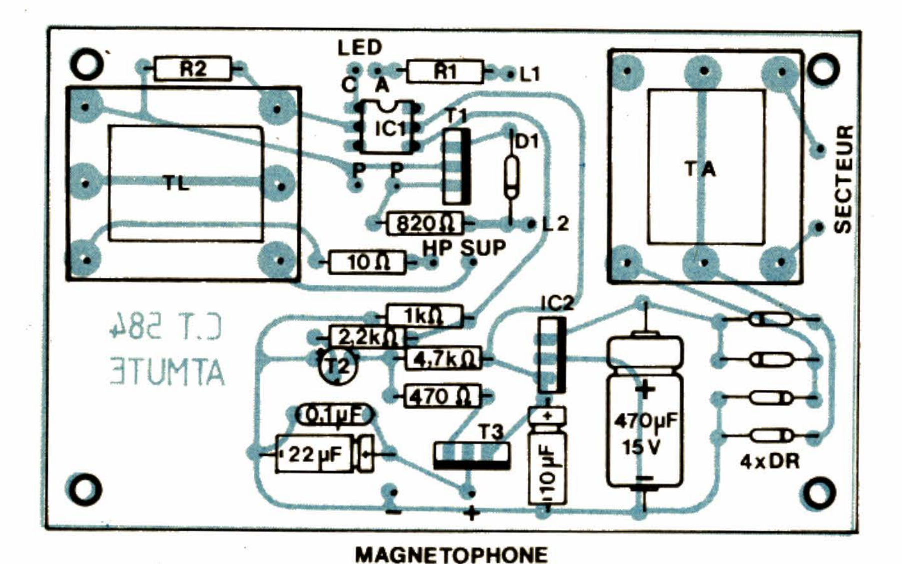
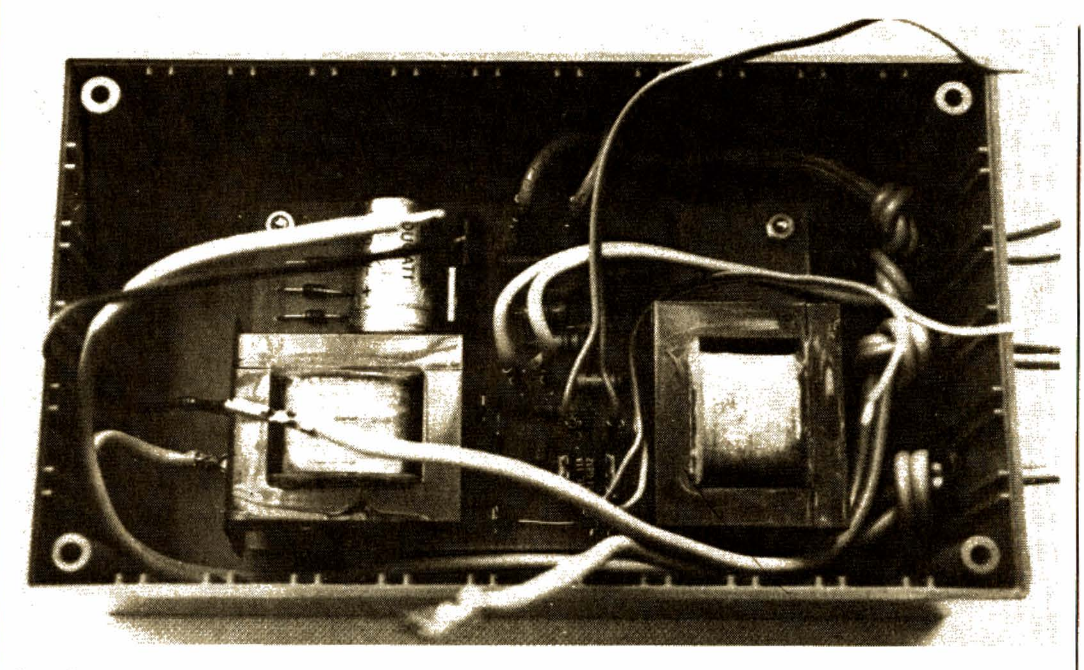


Fig. 4. – Implantation des composants.



La mise en boîte et le câblage.

type mais en 8 V (LM 340 T8 ou MC 7808).

L'ensemble des composants, transformateurs compris, tient sur un circuit imprimé simple face dont le tracé fort simple vous est proposé figure 3. Ce circuit pourra être reproduit par toute méthode à votre convenance, telle que feutre à CI, transferts directs ou méthode photo.

Avant de dessiner ce circuit imprimé, attendez d'avoir en mains les deux transformateurs car leur brochage et leur taille ne seront pas forcément identiques à ceux utilisés sur notre maquette et il faudra peut être retoucher le CI à leur niveau.

Une fois ce circuit en votre possession, il ne vous reste plus qu'à câbler les composants dans l'ordre habituel : support du photocoupleur (non obligatoire mais conseillé si vous avez peur de trop chauffer ce composant), résistances, condensateurs et en dernier diodes et transistors. Les transformateurs seront mis en place en dernier afin de ne pas vous gêner pour l'implantation des autres composants. Attention au brochage du transistor T_3 qui varie selon les types et les fabricants ; la seule constante est la patte de collecteur qui est toujours celle du milieu, base et émetteur ayant des positions variables de part et d'autre. Un contrôle à l'ohmmètre permettra de résoudre cette petite difficulté.

Les essais

Lorsque le montage est terminé et vérifié, il est possible de passer aux essais. Pour cela, remplacez la résistance R_1 par un court-circuit et ne mettez rien à l'emplacement de R_2. Mettez le montage sous tension mais ne le reliez pas à la ligne téléphonique pour l'instant. Avec un voltmètre, mesurez la tension aux bornes « alim » ; vous devez lire une tension très faible ou nulle. Court-circuitez alors collecteur et émetteur de IC_1 ; vous devez lire sur votre voltmètre la tension du régulateur (5 V ou 8 V selon le choix imposé par votre magnétophone). Vous pouvez alors passer aux essais côté ligne téléphonique.

Procurez-vous une prise gigogne (tous les grands magasins en ont au rayon bricolage) ; enlevez son capot et mettez en place tous les straps de court-circuit qu'elle contient. Branchez celle-ci sur votre prise téléphonique et, téléphone raccroché, mesurez avec un voltmètre en gamme 50 V la tension entre les deux points repérés sur la figure 5. Vous devez lire à peu près 48 V mais cela n'a pas d'importance ; par contre repérez la polarité de la tension et connectez L_1 au point négatif et L_2 au point positif. Contrairement à ce que vous pourriez penser, il n'y a pas de faute d'impression ; en effet, la polarité de la ligne au repos est différente de celle que l'on obtient téléphone décroché, suite à un appel, et vous trouverez donc du positif sur L_1 lorsque vous décrocherez, ce qui est bien conforme à ce que nous avons expliqué ci-avant.

Placez un milliampèremètre en série avec L_1 ou L_2, faites-vous appeler par un ami et mettez-le en attente comme expliqué en début d'article. Trois cas peuvent se produire :

– La mise en attente se passe bien et le courant mesuré est compris entre 10 et 25 mA. Tout est parfait, R_1 reste un court-circuit et R_2 reste inexistante. Votre montage peut être mis en boîte.

– La mise en attente se passe bien mais le courant mesuré est supérieur à 25 mA ; dans ce cas il faut monter une résistance à la place du court-circuit R_1, de façon à amener ce courant dans la plage 10 à 25 mA. Essayez une 1 kΩ pour commencer et évoluez de part et d'autre de cette valeur en fonction de vos observations.

– La mise en attente se passe mal, le thyristor ne reste pas amorcé après raccrochage du combiné. Dans ce cas c'est que la résistance de boucle de votre montage est trop élevée ; il faut alors monter une résistance à l'emplacement R_2. Commencez par une 3,3 kΩ que vous ferez évoluer en fonction de vos constatations.

A titre indicatif et avec les transformateurs indiqués, notre maquette fonctionne sans problème avec un court-circuit pour R_1 et 2,7 kΩ pour R_2.

Lorsque ces résistances sont déterminées, vérifiez qu'en position attente vous obtenez bien la tension d'alimentation du magnétophone aux bornes « alim ». Connectez alors celui-ci et réglez son volume de façon à ce que votre correspondant entende la musique à un niveau comparable à

celui de votre parole. Le montage est terminé et peut être mis dans un boîtier.

Quelques conseils

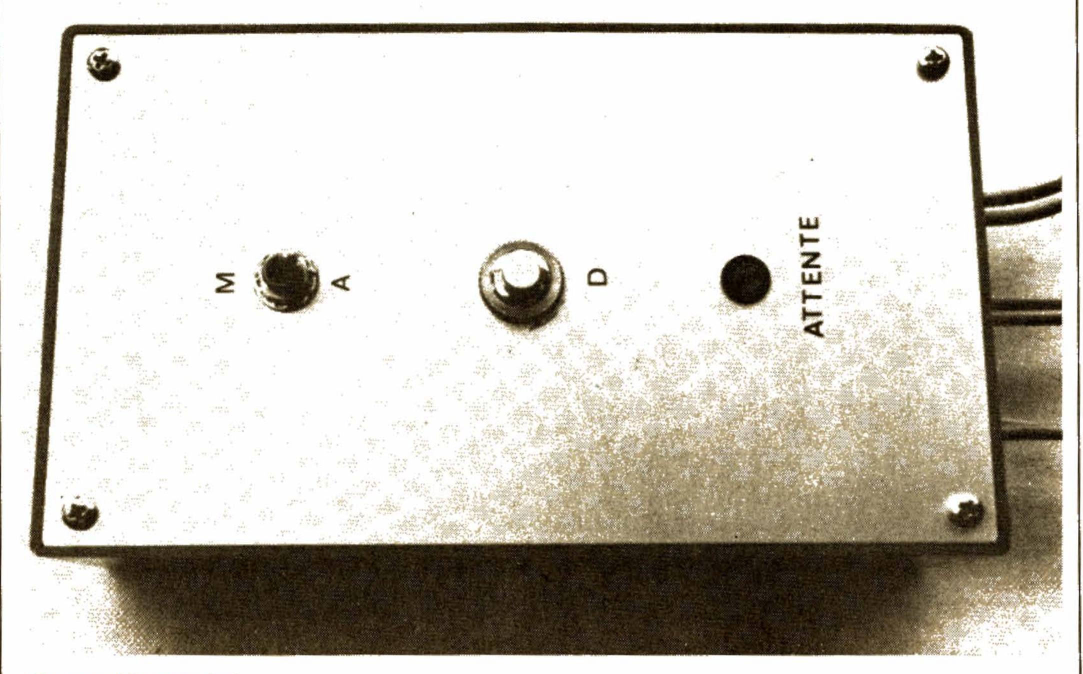
Conseils de câblage tout d'abord : la liaison avec l'alimentation et la sortie écouteur ou haut-parleur supplémentaire du magnétophone ou walkman est à faire en fil isolé ordinaire. Vérifiez bien la polarité de la prise d'alimentation extérieure de cet appareil ; sur les walkmen, c'est en général un jack dont le positif est sur le plot central mais ce n'est pas une règle absolue. Côté haut-parleur supplémentaire, le sens de câblage n'a aucune importance puisque l'on rentre sur un enroulement de transformateur isolé de toute masse.

Le montage peut être monté dans n'importe quelle boîte, de laquelle sortiront les fils de raccordement et sur une face de laquelle vous monterez la LED, le poussoir et l'interrupteur marche/arrêt. Si votre magnétophone consomme beaucoup de courant, il sera peut-être nécessaire de monter un petit radiateur sur IC_2, ce que vous verrez si vous trouvez son échauffement excessif.

Au risque de nous répéter, précisons que si le montage n'est pas alimenté, la fonction attente marche tout de même puisqu'elle n'utilise que l'énergie disponible sur le réseau téléphonique mais, par contre, aucune musique n'est diffusée faute d'alimentation pour le magnétophone.

A propos de ce dernier, contrôlez son fonctionnement de temps en temps et vérifiez que la cassette n'a pas été complètement déroulée.

Dernier point : prévenez votre correspondant de sa mise en attente car certaines personnes, ne s'attendant pas à entendre de la musique sur leur téléphone, raccrochent en croyant à une panne ou à une erreur !



L'ensemble terminé.

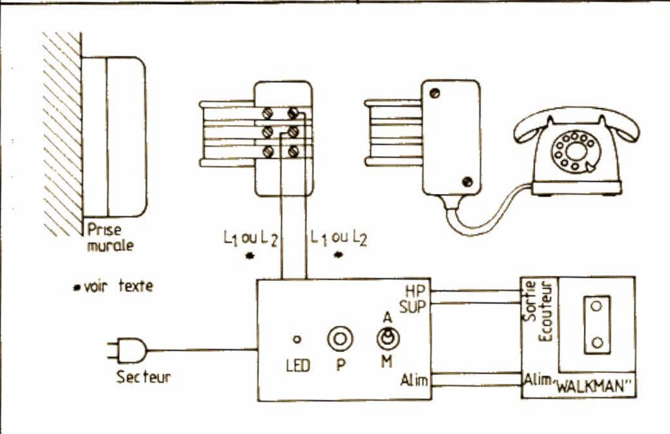


Fig. 5. – Mise en œuvre de l'attente musicale.

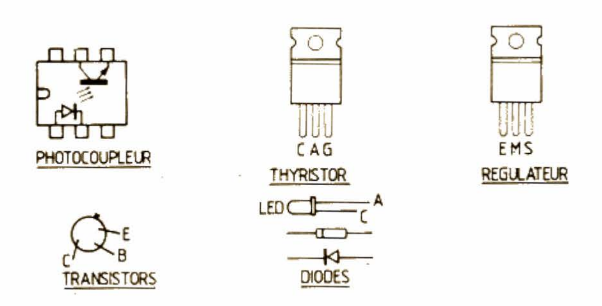


Fig. 6. – Brochages des semi-conducteurs.

Conclusion

Voici encore une application originale de deux composants mal connus et assez peu utilisés : le thyristor et le photocoupleur. Bien entendu, ce montage ne doit pas être raccordé au réseau téléphonique public, comme le veut la réglementation en vigueur, et il doit conserver un caractère expérimental. C'est dommage car il permet de donner à des petites entreprises, à des professions libérales ou à des artisans la possibilité d'offrir pour une dépense minime un service téléphonique digne des meilleurs et évite le classique « ne quittez pas » suivi du combiné posé sur un coin de table et qui retransmet allègrement tout ce qui se passe autour de lui...

C. TAVERNIER

COMMENT CHOISIR...
SON RECEPTEUR OU SON TRANSCEIVER DE TRAFIC

Pour répondre à la question, objet de notre titre, il importe tout d'abord de bien savoir ce que l'on veut être : « amateur-récepteur » uniquement (SWL), ou « amateur-émetteur » à part entière... ce qui détermine déjà le choix du type d'appareil (récepteur ou transceiver, c'est-à-dire émetteur-récepteur en bon français).
Il faut ensuite se demander à quelles bandes on va s'intéresser : bandes décamétriques, bandes VHF, UHF, SHF. Si l'on se limite aux bandes décamétriques, un seul appareil (soit récepteur, soit transceiver) peut convenir ; par contre, pour les autres bandes, il faut généralement prévoir un appareil différent pour chaque gamme. On peut également envisager la solution du passage des bandes décamétriques à la bande VHF (ou de la bande VHF à la bande UHF) par transposition de fréquence par l'intermédiaire d'un appareil auxiliaire (adaptateur ou transverter).
Enfin, le choix définitif entre appareils d'un même type peut se faire par comparaison entre leurs caractéristiques, performances, possibilités, etc. Néanmoins, dans ce domaine, il convient d'être extrêmement prudent, car certaines notices pseudo-techniques pourraient presque relever de la « publicité mensongère » par leur optimisme ! En d'autres termes, il faut bien souvent se méfier des caractéristiques annoncées et préférer un essai réel comparatif entre deux ou trois appareils au même moment, en un même lieu et avec la même antenne (ce qui n'est pas toujours commode ou accepté par les revendeurs, nous le reconnaissons).

Qualités essentielles d'un récepteur de trafic

Naturellement, ce qui suit se rapporte aussi bien à un récepteur seul qu'à la section « réception » d'un transceiver.

Rappelons tout d'abord brièvement que les qualités essentielles d'un récepteur de trafic sont la stabilité en fréquence (avec une excellente précision dans l'affichage de la fréquence reçue), la sensibilité réelle et utilisable (c'est-à-dire avec un rapport « signal/bruit » élevé), la sélectivité et l'absence de transmodulation.

La **stabilité en fréquence** (réglage sur la station reçue) est liée directement à la stabilité de l'oscillateur (ou des oscillateurs, ou du synthétiseur) de l'étage ou des étages changeurs de fréquence du récepteur. La stabilité d'un oscillateur dépend autant de sa conception électronique... que de sa réalisation mécanique (rigidité, notamment) ; néanmoins, quoi que l'on fasse et malgré toutes les précautions prises, il se produit toujours une certaine variation de fréquence ou dérive durant les premières minutes qui suivent la mise en service de l'appareil, dérive dite thermique parce que due à l'échauffement des divers composants de l'oscillateur considéré. Mais après ce temps de préchauffage, cette dérive doit devenir infime et l'affichage de la fréquence doit bien correspondre à la fréquence de l'émetteur reçu. C'est ainsi que la stabilité d'un récepteur pourra être indiquée **par exemple** avec une variation possible de ± 1 kHz durant les 20 premières minutes après la mise en service, mais avec une variation éventuelle de seulement ± 100 Hz ensuite.

Voyons maintenant la **sensibilité ;** elle dépend pour beaucoup du ou des étages amplificateurs HF. Un étage amplificateur HF convenablement réglé augmente d'abord la sensibilité réelle du récepteur, en réduisant le bruit de fond dans la mesure où le transistor équipant cet étage présente lui-même un rapport « signal/souffle » élevé. Le second rôle de cet étage concerne indirectement la sélectivité ; certes, la sélectivité d'un récepteur découle **surtout** de ses étages amplificateurs F.I. ; mais l'étage amplificateur HF doit déjà éliminer (ou tout au moins les affaiblir) toutes les émissions de fréquences voisines qui pourraient brouiller le signal désiré. D'autre part, l'étage HF doit supprimer la fréquence-image qui résulte du principe même de tout changement de fréquence, et qui pourrait gêner la réception.

Enfin, le transistor équipant l'étage d'entrée HF doit présenter le plus faible taux possible de transmodulation ; en effet, c'est essentiellement dans cet étage que prennent naissance



Photo E. – Le récepteur Icom IC-R-71 A.

en pressant la « pédale » du microphone.

REFL. : puissance réfléchie (R.O.S.).
R.F. ATT. : atténuateur HF.
R.F. GAIN : réglage du gain HF.
R.F. POWER : puissance HF de sortie de l'émetteur.
RFI : perturbations provoquées dans les réceptions radio du voisinage.
R.I.T. (voir Clarifier).
R.M.S. (tension ou intensité) : efficace.
R.O.S. : rapport d'ondes stationnaires (doit être le plus proche possible de 1).
RTTY : radiotélétype ; transmission de messages avec écriture à la réception, soit par une imprimante, soit sur l'écran d'un tube cathodique.
RX (ou RCV) : récepteur.
SEND : émission.
S.H.F. : supra haute fréquence (au-dessus de 1 GHz).
SIMP. : trafic normal, émission et réception sur la même fréquence.
SLOW : lente (constante de temps de l'A.G.C.).
SP. : haut-parleur.
SQUELCH (SQL) : dispositif bloquant l'audition (récepteur) en l'absence d'émission.
S.S.B. (voir B.L.U.)
S.W.L. : amateur-récepteur d'ondes courtes.
S.W.R. (voir R.O.S.)
TONE CALL : émission d'un signal à 1 750 Hz pour l'ouverture des relais.
T.O.S. (voir R.O.S.)
TUNE : fonction permettant l'accord des divers circuits de l'émetteur.
TVI : perturbations provoquées dans les réceptions de télévision du voisinage.
TX : émetteur.
U.H.F. : ultra haute fréquence (de 300 MHz à 1 GHz).
U.S.B. : bande latérale supérieure (émission et réception).
V.H.F. : très haute fréquence (de 30 à 300 MHz).
VOX : mise en service automatique de l'émetteur dès que l'on parle devant le microphone.

Roger A. RAFFIN
F3 AV

Bloc-notes

SINCLAIR AUGMENTE SES CAPACITES DE PRODUCTION

Sinclair Research vient d'annoncer son intention d'accroître de manière importante la capacité de production de l'ensemble de ses produits.

La fabrication des micro-ordinateurs ZX Spectrum va doubler pour atteindre à la fin de l'année 200 000 unités par mois.

50 000 nouveaux micro-ordinateurs semi-professionnels QL, et 20 000 télévisions de poche à écran plat Sinclair, seront produits mensuellement. Ces augmentations de production correspondent à la demande très forte du marché, notamment pendant la période de Noël en ce qui concerne le ZX Spectrum, et au cours de l'année 1985 sur les marchés anglais et mondiaux. Sinclair vient également de retenir deux nouveaux sous-traitants pour l'assemblage du ZX Spectrum : AB Electronics basé à Wouth au Pays de Galles et Samsung Electronics en Corée, et la production du ZX Spectrum à l'usine de Timex de Dundee devrait doubler au cours du dernier trimestre 1984.

La fabrication du QL Sinclair est en cours de développement chez Thorn Emi Datatech, situé à Feltham, et une seconde usine d'assemblage du QL devrait être annoncée très prochainement.

Les télévisions à écran plat, assemblées par Thorn Ferguson, ont vu leur production augmenter très sensiblement, et Sinclair vient de signer un accord de seconde source d'assemblage pour ce produit avec la société Timex.

D'autre part, depuis le début de l'année, 15 800 ZX Spectrum 16 Ko et 48 Ko, et 43 260 ZX 81, ont été vendus en France.

Ces très bons résultats sont dus non seulement à la qualité des produits Sinclair, mais aussi à leurs prix très compétitifs. Ces chiffres confortent ainsi la position de leader de Sinclair, présent en France par l'intermédiaire de son distributeur exclusif Direco International.

Rappelons que le parc des micro-ordinateurs Sinclair en France atteint maintenant plus de 263 000 machines.

DES JEUX POUR GOUPIL

La société Marvie comble un vide dans l'environnement du Goupil en proposant une série de jeux en couleurs. Détente, réflexion et aventure sont au rendez-vous, à travers de grands classiques comme Othello, Tennis, Pendu ou Master Mind et des nouveautés comme Champ de Mines, Krypton, Meteor ou Invasion.

Ces jeux, réalisés par Didier Cugy et François Abella, accompagnés d'une documentation en couleurs, permettront au joueur, au gestionnaire ou au professionnel de se détendre agréablement.

Pour tout renseignement complémentaire : Marvie, 37, rue des Mathurins, 75008 Paris.

Réalisez votre ordinateur individuel

LES PSEUDO-DISQUETTES LA DOUBLE DENSITÉ A 4 Mhz

C'est un article entièrement logiciel que nous vous proposons ce mois-ci, article dont le texte d'accompagnement va être assez court afin de laisser un maximum de place dans nos colonnes pour les listings des programmes que nous vous offrons.
Nous allons aborder trois sujets importants : le premier est consacré à l'utilisation des pages 2 et 3 de la mémoire comme pseudo-disquettes, au moyen d'un logiciel qu'a bien voulu nous communiquer un dynamique réalisateur du système, M. Danis, que nous remercions ici. Le deuxième sujet intéressera sans doute la majorité des possesseurs de disquettes car il va être consacré au fonctionnement en double densité à 4 MHz sans aucune intervention matérielle sur le système. Il est encore l'œuvre de l'un d'entre vous, puisque c'est un programme de M. Millaud que nous remercions aussi sincèrement pour sa communication.
Enfin, dernier point abordé ce mois-ci, la description d'un certain nombre de logiciels commercialisés par la société Micropross que nombre d'entre vous connaissent déjà pour s'y être approvisionnés en composants.
Nous souhaitons ainsi répondre à une des critiques les plus souvent formulées dans les réponses au questionnaire reçues jusqu'à ce jour : le manque de logiciel.

Les pseudo-disquettes

Les pages 2 et 3 de la carte RAM dynamique 256 Ko, restées inutilisées jusqu'à ce jour peuvent trouver une application très intéressante en tant que pseudo-disquettes. Qu'est ce qu'une pseudo-disquette ? Tout simplement une portion de mémoire (les pages 2 et 3 ou 2 seulement dans ce cas) qui, grâce à un programme adéquat, se comporte comme une disquette souple classique. Bien sûr, le contenu de cette pseudo-disquette est perdu lors de l'arrêt de l'appareil puisqu'elle est constituée par de la RAM, mais ce n'est pas bien grave car l'intérêt d'un tel système se manifeste ailleurs.

L'intérêt d'une pseudo-disquette est évident pour tous les possesseurs d'un seul lecteur qui peuvent ainsi travailler comme s'ils en avaient deux ; sous réserve bien sûr de sauvegarder le contenu de la pseudo-disquette sur une vraie disquette avant d'arrêter l'appareil. Mais l'intérêt d'un tel système ne se limite pas à cela et les possesseurs de deux lecteurs peuvent aussi exploiter avec succes une pseudo-disquette ; en effet, celle-ci étant constituée par de la RAM, son temps d'accès est beaucoup plus court que pour des vraies disquettes, ce qui est très agréable lors des phases d'écriture de programmes en assembleur ou en Basic lorsque l'on est amené à charger très souvent des utilitaires du DOS. Il suffit de copier ceux-ci sur la pseudo-disquette pour les avoir sous la main quasi instantanément.

La mise en œuvre d'une pseudo-disquette nécessite un investissement très faible puisqu'il se limite à l'achat de 8 ou 16 boîtiers de RAM 64 K-bits pour équiper la page 2 ou les pages 2 et 3 de votre carte RAM dynamique. Il faut ensuite disposer du programme adéquat, mais son listing vous est donné ci-après grâce à l'amabilité de M. Danis, que nous tenons à nouveau à remercier pour sa communication.

Une telle adjonction vous permet de bénéficier de :
- 28 pistes de 8 secteurs de 256 octets ou 14 pistes de 16 secteurs de 256 octets, si vous équipez une page mémoire ;
- 56 pistes de 8 secteurs de 256 octets ou 28 pistes de 16 secteurs de 256 octets, si vous équipez deux pages mémoire.

Les deux configurations indiquées pour chaque cas correspondent à deux possibilités que vous offre le programme comme nous allons le voir ci-après. Commençons par le commencement, qui est la mise en place des RAM. Après vous être procuré les boîtiers adéquats et vous être muni du « Haut-Parleur » n° 1683, équipez le bloc 2, ou le bloc 2 et le bloc 3 si vous voulez le plus grand pseudo-disque possible. Validez ensuite ce ou ces blocs en fermant les interrupteurs S2 pour le bloc 2 et S3 pour le bloc 3 (fig. 5, « Haut-Parleur » n° 1683, page 91).

Vérifiez alors soigneusement le fonctionnement de votre RAM dynamique ainsi équipée en chargeant le DOS et en faisant tourner quelques programmes pour vous assurer que tout fonctionne comme par le passé. Théoriquement, l'installation des blocs 2 et 3 ne doit pas perturber le bloc 1, mais il suffit que l'un des 74541 de commande des lignes d'adresses soit un peu faible pour que la capacité supérieure présentée sur ses sorties par l'adjonction des nouveaux boîtiers dégrade un signal qui, avec un bloc, restait correct. Une telle situation doit cependant rester exceptionnelle et doit pouvoir être résolue, si elle se produit, par un échange des 74541 de commande d'adresses des mémoires (les 74541 repérés 1, 2 et 3 sur la figure pré-citée).

Lorsque tout est correct, passez à l'édition du programme que nous avons baptisé PSEUDISK. Son listing d'édition vous est donné figure 1. Pourquoi le listing d'édition et non celui d'assemblage pourtant plus lisible ? Parce que son auteur a utilisé les possibilités d'assemblage conditionnel offertes par l'assembleur du DOS et que celles-ci ne peuvent apparaître sur le listing final. Cela ne doit vous poser aucun problème, il vous suffit en effet de frapper,

LISTING SOURCE DE PSEUDISK 2-8-84 PAGE 1

```
 OPT PAG
 TTL UTILISATION RAM EN PSEUDO DISQUES
 PAG

* PROGRAMME ORIGINAL ECRIT PAR MR DANIS
* COMMENTAIRES REVISES
* LE 22 JUIN 1984

* C.TAVERNIER
* POUR LE HAUT PARLEUR

* PARAMETRES

* NB DE PAGES :
NBPAGE EQU 1  Mettre  (1 ou 2)
*
* NB DE SECTEURS RESERVES POUR LE DIRECTORY EN PISTE 0 :
DIR EQU 4  Mettre (4 ou 12)
*
* N° DE LECTEUR ATTRIBUE PAR DEFAUT AU PSEUDO DISK :
DEF EQU 3          ( 1, 2 ou 3)
*
* CONSTANTES DU DOS
*
GETCHR EQU $CD15
PUTCHR EQU $CD18
PSTRNG EQU $CD1E
WARMS EQU $CD03
DATE EQU $CC0E
GETHEX EQU $CD42
SYSFCB EQU $C840
RPTERR EQU $CD3F
OUTDEC EQU $CD39
*
*  EQUIVALENCES DIVERSES
 IF NBPAGE=2
PISMAX EQU 2*$E0/SECMAX-1
 ELSE
PISMAX EQU $E0/SECMAX-1
 ENDIF
*
SECMAX EQU DIR+4  Nb de secteurs max
TABLEC EQU $DE00
*
 ORG  $C100
*
DEBUT BRA DEB
 FCB  13          Version 1.3
DEB JSR GETHEX Acquisition No de lecteur
 LBCS ERREUR
 TSTB            No de lecteur attribué ?
 BNE ACCORD       Oui
 CLRA
 LDB #DEF
```

LISTING SOURCE DE PSEUDISK 2-8-84 PAGE 2

```
 BRA CONTIN
ACCORD TFR X,D
 CMPD #3
 LBHI ERREUR
CONTIN STD BONLEC
 LDX #MESG1    En-tete
 JSR PSTRNG    Ecriture
*
* TEST SI PREMIERE UTILISATION
* SINON DEMANDE SI FORMATAGE AUTORISE
* SI OUI FORMATE LA MEMOIRE SANS
* POSER DE QUESTION
*
 LDD TABLEC+13
 CMPD #LECT1
 BNE PREPAS
 LDX #MESG5
 JSR PSTRNG
 JSR GETCHR
 ANDA #$5F
 CMPA #'O
 BNE FIN
 LDX #MESG6
 JSR PSTR
 JSR GETCHR
 ANDA #$5F
 CMPA #'O
 BNE FIN
 BRA EFF
PREPAS STD SVECT+1
*
* CREATION SIR , FORMATAGE RAM
* INITIALISATION DES LECTEURS
*
EFF LDU #BUFSIR
 LDX #$100
 LBSR MZERO
 LDX #INISIR
 LDU #BUFSIR+16
 LDA #24
 LBSR DEPL
 LDX #DATE
 LDU #BUFSIR+35
 LDA #3
 LBSR DEPL
 LDX #MESG2
 JSR PSTRNG
 JSR FORMAT
 LDX #MESG3
 JSR PSTR
 LDX #MESG4
 JSR PSTRNG
 LDX #BONLEC
 CLRB   Drapeau suppression zéros non significatifs
```

LISTING SOURCE DE PSEUDISK 2-8-84 PAGE 3

```
 JSR OUTDEC
 LDA #'.
 JSR PUTCHR
 LDX #LECT1
 STX TABLEC+13
 LDX #TABLEC
 LDU #DEPDIS
 LDA #30
 LBSR DEPL
FIN LDA #$0D
 JSR PUTCHR
 LDA #$0A
 JSR PUTCHR
 JMP WARMS
*
ERREUR LDX #SYSFCB
 LDA #15
 STA 1,X
 JSR RPTERR
 JMP WARMS
*
*  S/P D'AFFICHAGE CHAINE SANS PCRLF :
*
PSTR LDA 0,X+
 CMPA #$04
 BEQ RET
 JSR PUTCHR
 BRA PSTR
RET RTS
*
*  CONSTANTES INITIALISATION SIR
*
INISIR FCC "PSEUDISK" Nom disque
 FCB 0,0,0
 FDB 1  No de volume
 FCB 1,1  Début de chaine libre
 FCB PISMAX,SECMAX Fin de chaine libre
 FDB PISMAX*SECMAX Longueur chaine libre
 FCB 0,0,0 DATE
 FCB PISMAX    No de pistes max
 FCB SECMAX    No de secteurs max
*
*  MESSAGES :
*
MESG1 FCC "PSEUDISK Version 1.3"
 FCB $0D,$0A
 IF NBPAGE=2
 FCC "PAGES 2 ET 3 ( 112 K DE RAM ) UTILISEES EN PSEUDO DISQUE"
 ELSE
 FCC "PAGE 2 ( 56 K DE RAM ) UTILISEE EN PSEUDO DISQUE"
 ENDIF
 FCB $04
MESG5 FCB $0D,$0A
 FCC "*****  ATTENTION  *****"
```

LISTING SOURCE DE PSEUDISK 2-8-84 PAGE 4

```
 FCB $0A,$0A,$0D
 FCC "LE PSEUDO DISQUE A DEJA ETE FORMATE !"
 FCB $0A,$0D
 FCC "DESIREZ VOUS RECOMMENCER (O/N*) ? "
 FCB $04
MESG6 FCB $0A,$0D
 FCC "EN ETES VOUS SUR (O/N*) ? "
 FCB $04
MESG2 FCB $0D,$0A
 FCC "FORMATAGE MEMOIRE EN COURS"
 FCB $0A,$0D,4
MESG3 FCB $0A,$0D
 FCC "FORMATAGE TERMINE"
 FCB $04
MESG4 IF DIR=4
 IF NBPAGE=1
 FCC "28 PISTES DE 8 SECTEURS"
 ELSE
 FCC "56 PISTES DE 8 SECTEURS"
 ENDIF
 ELSE
 IF NBPAGE=1
 FCC "14 PISTES DE 16 SECTEURS"
 ELSE
 FCC "28 PISTES DE 16 SECTEURS"
 ENDIF
 ENDIF
 FCC " DISPONIBLES SOIENT : "
 IF DIR=4
 IF NBPAGE=1
 FCC "216 SECTEURS"
 ELSE
 FCC "440 SECTEURS"
 ENDIF
 ELSE
 IF NBPAGE=1
 FCC "208 SECTEURS"
 ELSE
 FCC "432 SECTEURS"
 ENDIF
 ENDIF
 FCC " LIBRES"
 FCB $0D,$0A,$0A
 FCC "LE PSEUDO DISQUE PORTE LE NUMERO DE LECTEUR : "
 FCB $04

BUFSIR EQU *

*
 ORG $EC00

* ATTENTION , NE PAS MODIFIER
* CETTE ORIGINE
```

```
LISTING SOURCE DE PSEUDISK            2-8-84        PAGE 5

*  EQUIVALENCES DIVERSES
*
PILPEM EQU BUFFER+$FF+$20 Pile système temporaire
PIACPU EQU $EFF6 PIA CPU09
FLAG FCB $00 FLAG mode courant
*          ($00=Mode disque, $FF=Mode RAM)
BONLEC RMB 2   No de lecteur attribué au pseudo disque
JUMP EQU $7E
SVECT FCB JUMP Sauv. vect. "LECT" d'origine
 RMB 2
*
*  S/P DE RAZ ZONE MEMOIRE
* ENTREE : U=Adresse de début
*          X=Longueur zone
*
MZERO CLR 0,U+
 LEAX -1,X
 BNE MZERO
 RTS
*
*  S/P DE TRANSFERT ZONE MEMOIRE
*
* ENTREE : X=Début zone à transférer
*          U=Adresse du but
*          A=Longueur zone à transférer
*
DEPL LDB 0,X+
 STB 0,U+
 DECA
 BNE DEPL
 RTS
*
*  S/P DE FORMATAGE RAM
*
FORMAT PSHS U,Y
 TFR S,Y
 LDS #PILPEM
 LBSR ARPAG2
 LDU #$0000
 LDX #$E000
 BSR MZERO
 IF NBPAGE=2
 LBSR ARPAG3
 LDU #$0000
 LDX #$E000
 BSR MZERO
 ENDIF
 JSR ARPAG2
 LDD #$0002
 BSR FORPG2
 IF NBPAGE=2
 LBSR ARPAG3
 LDX #$0000
 BSR FORPG3

LISTING SOURCE DE PSEUDISK            2-8-84        PAGE 6

 ENDIF
 CLRA
 LDB #SECMAX
 LBSR CALCUL
 LDD #$0000
 STD 0,U
 LDA #PISMAX
 LDB #SECMAX
 LBSR CALCUL
 LDD #$0000
 STD 0,U
 LBSR ARPAG1
 LDD #$0003
 LDX #BUFSIR
 BRA ECRSEC
*
*  S/P DE FORMATAGE PAGE :
*
FORPG2 LDX #$0000
FORPAG STD 0,X
 LEAX $100,X
 CMPX #$DFFF
 BHI FIN2
FORPG3 INCB
 CMPB #SECMAX
 BLS FORPAG
 LDB #1
 INCA
 BRA FORPAG
FIN2 RTS
*
*  S/P LECTEUR POUR PSEUDO DISQUE
*
* ECRITURE D'UN SECTEUR :
*
ECRIT PSHS U,Y
 TFR S,Y
 LDS #PILPEM
ECRSEC PSHS D
 LDU #BUFFER
 LDA #$00
 JSR DEPL
 PULS D
 LBSR CALCUL
 LDX #BUFFER
 LDA #$00
 JSR DEPL
 LBSR ARPAG1
 TFR Y,S
 PULS U,Y
 CLRB
 RTS
*
* LECTURE D'UN SECTEUR :

LISTING SOURCE DE PSEUDISK            2-8-84        PAGE 7

*
LECT PSHS U,Y
 TFR S,Y
 LDS #PILPEM
 PSHS X
 LBSR CALCUL
 TFR U,X
 LDU #BUFFER
 LDA #$00
 LBSR DEPL
 LBSR ARPAG1
 LDX #BUFFER
 PULS U
 LBSR DEPL
 TFR Y,S
 PULS U,Y
BON CLRB
 RTS
*
* SELECTION LECTEUR SPECIFIE  :
*
LECT1 LDB 3,X
 CMPB BONLEC+1
 BNE NBLECT
 TST FLAG
 BEQ RAMDEP
 BRA FIN3
RAMDEP LDX #DEPRAM
 PSHS U
 LDU #TABLEC
 LDA #30
 LBSR DEPL
 DEC FLAG
 PULS U
FIN3 CLRB
 RTS
*
NBLECT TST FLAG
 BEQ LECOUR
 PSHS X,U
 LDX #DEPDIS
 LDU #TABLEC
 LDA #30
 LBSR DEPL
 INC FLAG
 PULS  X,U
LECOUR JMP SVECT
*
* INITIALISE LECTEUR (DEPART A FROID)  :
*
INIT BSR INITAB
 JMP TABLEC+21
*
* INITIALISE LECTEUR ( DEPART CHAUD)  :

LISTING SOURCE DE PSEUDISK            2-8-84        PAGE 8

*
CHAUD BSR INITAB
 JMP TABLEC+24
*
INITAB LDX #DEPDIS
 LDU #TABLEC
 LDA #30
 LBSR DEPL
 CLR FLAG
 RTS
*
*  RECOUVRE VECTEUR LECTEUR RAM
*
DEPRAM JMP LECT
 JMP ECRIT
 JMP BON
 JMP BON
 JMP LECT1
 JMP BON
 JMP BON
 JMP INIT
 JMP CHAUD
 JMP BON
*
*  RECOUVRE VECTEURS LECTEUR DISQUE
*
DEPDIS RMB 30 Remplis quand PSEUDISK copie vecteurs
*           Lecteur d'origine
*
*  S/P DE CALCUL ADRESSE RAM D'UN SECTEUR :
*
* ENTREE : D=T/S Demandées
* SORTIE : U=Adresse RAM équivalente du pseudo disque
*  Page arrêtée en fonction adresse
*
CALCUL DECB
 PSHS B
 LDB #SECMAX
 MUL
 IF NBPAGE=2
 CMPD #$00E0
 BCS PAGE2
 SUBD #$00E0
 BSR ARPAG3
 BRA PAGE3
PAGE2 EQU *
PAGE3 EQU *+2
 ENDIF
*
 BSR ARPAG2
 TFR B,A
 ADDA 0,S+
 CLRB
 TFR D,U
```

```
 RTS
*
*  S/P D'ARRET PAGE 3
*
ARPAG3 PSHS B
 LDB *PIACPU$
 ANDB #$FC
 ORB #$03
 STB *PIACPU$
 PULS B
 RTS
*
*  S/P D'ARRET PAGE 2
*
ARPAG2 PSHS B
 LDB *PIACPU$
 ANDB #$FC
 ORB #$02
 STB *PIACPU$
 PULS B
 RTS
*
*  S/P D'ARRET PAGE 1
*
ARPAG1 PSHS B
 LDB *PIACPU$
 ANDB #$FC
 ORB #$01
 STB *PIACPU$
 PULS B
 RTS

BUFFER EQU *

 END DEBUT
```

Fig. 1. – Listing source de PSEUDISK

sous éditeur, le listing de la figure 1 tel qu'il est écrit dans ces pages. Seules trois informations sont à modifier en fonction de votre configuration et de ce que vous voulez faire.

Il faut d'abord définir le nombre de pages mémoire utilisables en pseudo-disquette en modifiant éventuellement le NBPAGE EQU 1 (valable si vous n'avez qu'une page, c'est-à-dire le bloc 2 seul équipé) en NBPAGE EQU 2 si vous disposez de 2 pages, c'est-à-dire des blocs 2 et 3 équipés.

Il faut ensuite définir le nombre de secteurs réservés au directory c'est-à-dire le nombre de secteurs qui vont servir de répertoire des noms de fichiers contenus sur la pseudo-disquette. Deux options vous sont offertes par le programme au niveau du DIR EQU 4 que vous pouvez transformer en DIR EQU 12. La première solution convient si vous voulez stocker assez peu de fichiers différents sur la pseudo-disquette et disposer d'un maximum de place pour ceux-ci. La deuxième solution convient si vous avez de nombreux fichiers différents à stocker mais elle vous laisse un peu moins de place. Nous vous conseillons de faire deux assemblages du programme ; l'un avec DIR mis à 4 et l'autre avec DIR mis à 12, et d'utiliser ensuite l'un ou l'autre en fonction de vos besoins.

La dernière donnée à définir est le numéro de lecteur qui sera affecté au pseudo-disque par défaut. Cela se situe au niveau du DEF EQU 3 que vous remplacerez par un DEF EQU 1 si vous n'avez qu'un lecteur (qui est alors le numéro 0), ou par un DEF EQU 2 si vous avez deux lecteurs (qui portent alors les numéros 0 et 1).

Vous pouvez ensuite frapper le programme tel qu'il est publié en n'en modifiant aucune partie, sauf les commentaires éventuels si vous voulez gagner quelques minutes de frappe, mais ce n'est pas une bonne solution car cela conduit à des listings difficilement lisibles, surtout quelques mois après...

Pour ceux qui aiment le beau travail, appréciez l'assemblage conditionnel pour définir PISMAX en fonction de NBPAGE et surtout au niveau des messages que peut afficher le programme ; messages qui dépendent de NBPAGE et de DIR.

Veillez à ne pas modifier l'ORG $ EC00 qui figure dans le programme ; en effet une partie de celui-ci doit résider en RAM commune de la carte CPU09 pour pouvoir avoir accès à toutes les pages sans problème.

Lorsque c'est fini, assemblez ce programme et donnez lui un nom suivi d'une extension CMD pour pouvoir l'utiliser comme commande du DOS. Son essai est immédiat puisqu'il suffit de faire PSEUDISK (si tel est son nom) pour le lancer. Attention, aucun test n'est fait sur la présence de la RAM en pages 2 et 3 ; en conséquence PSEUDISK s'exécutera bien même s'il n'y pas de mémoire installée, mais il est évident que la pseudo-disquette ainsi formatée ne sera pas utilisable et que toute tentative d'aller la lire, par un DIR, par exemple, peut bloquer le système et nécessiter un RESET.

Deux autres points sont à signaler à propos de ce logiciel. Tout d'abord, la définition de numéro de lecteur faite par défaut grâce à ce que vous avez édité sur votre listing peut être modifiée en faisant PSEUDISK N, où N est le numéro qui sera alors donné au lecteur. Attention ! Si vous avez plusieurs lecteurs et que vous donniez au pseudo-disque le numéro d'un de vos vrais lecteurs, l'accès à ce dernier vous deviendra impossible, le pseudo-disque étant prioritaire. Cela peut être pratique on non.

Le deuxième point important est que PSEUDISK réalise, à chaque appel, un formatage de la mémoire et détruit donc tout ce qu'elle pouvait contenir. Pour éviter des incidents fâcheux, un message de demande de confirmation apparaît lors du deuxième appel de PSEUDISK sans extinction du système entre les deux. Cela vous évite de détruire par inadvertance un pseudo-disque bien rempli.

Nous avons longuement essayé et utilisé ce programme et nous pouvons affirmer qu'il fonctionne sans problème ; un « bug » caché peut nous avoir échappé et, si tel était le cas, nous vous demandons de bien vouloir nous en informer.

La double densité à 4 MHz

Dans notre numéro 1698 de novembre 1983 nous avons publié les listings nécessaires pour faire fonctionner le DOS en double densité. Cette possibilité nécessitait cependant d'accélérer l'horloge du système en mettant sur la carte CPU09 un quartz à 5 MHz au lieu du 4 MHz initial. Si cela n'a pas posé de problème pour certains systèmes, d'autres ont refusé obstinément cette légère accélération ou, ce qui est pire, se sont mis à avoir un fonctionnement erratique en version accélérée. La solution à tous ces maux nous est offerte aujourd'hui par M. R. Millaud. Elle permet de faire fonctionner le DOS en double densité, sans aucun problème, et en conservant l'horloge initiale à 4 MHz. Cela présente plusieurs avantages dont le premier est d'être assuré que si votre système tourne sans problème en simple densité, il en sera de même en double puisque l'on ne change pas l'horloge. Le deuxième est que l'interface cassette est de nouveau utilisable, ce qui peut tout de même rendre service. Dernier point enfin, les moniteurs TAVBUG09 n'ont plus besoin d'être modifiés au niveau des constantes de programmation de vitesse de la liaison série de la carte CPU09.

Un tel fonctionnement a été rendu possible grâce à l'étude très pointue des temps d'exécution des divers cas de lecture et écriture sur le disque en simple et double densité à laquelle s'est livré M. Millaud. Etude à l'issue de laquelle il a modifié les listings que nous avions publiés en novembre 1983 pour parvenir au fonctionnement annoncé.

Afin de ne pas faire des dizaines de renvois et des explications plus ou moins fumeuses, nous donnons ci-après l'intégralité des listings modifiés avec la procédure complète à suivre pour disposer d'un DOS double densité et, bien sûr, d'une commande FORMAT capable de formater les disques en simple et double densité également. Suivez donc scrupuleusement ce qui suit et vous obtiendrez satisfaction dans une petite demi-heure (ou moins si vous frappez vite... et bien !).

Si vous avez fait les modifications de novembre 83 et que votre système fonctionne parfaitement à 5 MHz, vous êtes

libre ou non de faire ce qui est indiqué ci-après. Par souci d'homogénéité et de compatibilité entre les systèmes, nous vous recommandons cependant de le faire vu le peu de temps nécessaire.

La première chose à faire est de modifier les « drivers » des disquettes, c'est-à-dire les programmes du DOS qui lisent et écrivent sur la disquette. Pour cela, éditez puis assemblez le programme dont le listing vous est donné figure 2. Respectez scrupuleusement les adresses et instructions qui y figurent, car ce programme va devoir se raccorder à tout ce qui existe déjà et il faut donc qu'il soit exactement conforme à ce que nous publions.

L'assemblage de ce programme va vous donner un fichier que nous appellerons DISK.BIN. Faites alors, sur une copie de votre disquette système (en cas de fausse manœuvre) :

– RENAME TAVDOS09.SYS, TAVDOS09.BIN
– APPEND TAVDOS09 . BIN . DISK . BIN . TAVDOS09 . SYS
– LINK TAVDOS09.SYS

Ces commandes sont, bien sûr, à compléter en fonction de vos numéros de lecteurs si vous travaillez avec plusieurs drives et que, par exemple, DISK soit sur celui de travail et TAVDOS09 sur le disque système.

Arrivé à ce stade, vous disposez d'un DOS capable de lire une disquette double densité et d'y écrire. Par contre, un tel DOS ne peut pas se charger à partir d'une disquette double densité et vous ne disposerez d'aucun moyen pour fabriquer des disquettes de ce type. Nous allons donc maintenant modifier le chargeur du DOS et la commande FORMAT.

Editez et assemblez le morceau de programme visible sur le listing de la figure 3. C'est un extrait du chargeur du DOS qui se trouve normalement sur la piste 0 et qui charge le DOS en mémoire suite à une commande X.

Lorsque ces deux opérations sont faites, vous disposez sur disquette d'un fichier que nous appellerons LOADER.BIN dans la suite de ces explications.

Editez et assemblez alors le programme visible figure 4 qui est un extrait de la commande FORMAT. Les modifications ponctuelles situées au début du listing permettent de débloquer des morceaux de code qui étaient déjà prévus dans la commande FORMAT que nous vous avons fournie pour la double densité, tandis que la fin du listing est la partie écriture des pistes adaptée par M. Millaud.

Une fois ces opérations réalisées, vous disposez sur disquette d'un fichier que nous appellerons MODIFORM.BIN dans la suite de ces explications. Vous allez alors effectuer les opérations suivantes :

– GET FORMAT.CMD qui charge votre commande FORMAT actuelle en mémoire et le chargeur du DOS puisque celui-ci fait partie intégrante de la commande FORMAT.
– GET LOADER.BIN qui place le morceau du chargeur modifié sur celui chargé en mémoire par l'opération précédente.
– SAVE.LOW LOAD.BIN, C100, C1F8 qui sauvegarde sur la disquette dans le fichier LOAD.BIN le chargeur du DOS modifié et capable de charger le DOS à partir d'une disquette simple ou double densité. Attention ! n'utilisez surtout pas SAVE pour faire cette opération, mais bien SAVE.LOW sans quoi vous détruiriez le chargeur en appelant SAVE.

Faites ensuite :

– GET FORMAT.CMD qui recharge FORMAT en mémoire (partiellement détruit par le SAVE.LOW précédent).
– GET MODIFORM.BIN qui charge les modifications de FORMAT.
– SAVE FORMATD.BIN, 0100, 07A4, 0100 qui sauvegarde FORMAT modifié mais sans le chargeur du DOS sur la disquette.
– APPEND FORMATD.BIN, LOAD.BIN, FORMATD.CMD qui met bout à bout FORMATD.BIN et le chargeur du DOS pour faire votre nouvelle commande FORMATD.

Cette nouvelle commande FORMATD fonctionne comme par le passé, mais pose une question de plus relative à la densité de la disquette à laquelle il suffit de répondre par

```
DRIVER SIMPLE ET DOUBLE DENSITE        2-8-84 ASSEMBLEUR 6809   PAGE    1

                          *MODIFICATION DES DRIVERS DES DISQUES POUR
                          *FONCTIONNER EN DOUBLE DENSITE A 4 MHZ
                          *PROGRAMME DE MR R.MILLAUD
                          *MODIFIE PAR C.TAVERNIER POUR COMPATIBILITE
                          *AVEC EXTBASIC DE MICROPROSS

                          *DEFINITION DES CONSTANTES

                     0002 DRQ     EQU    2
                     0001 BUSY    EQU    1
                     001C RDMSK   EQU    $1C
                     0018 VERMSK  EQU    $18
                     005C WTMSK   EQU    $5C
                     0000 NFINSC  EQU    0
                     5000 MISVIT  EQU    $5000
                     E080 DRVREG  EQU    $E080
                     E000 COMREG  EQU    $E000
                     E001 TRKREG  EQU    COMREG+1
                     E002 SECREG  EQU    COMREG+2
                     E003 DATREG  EQU    COMREG+3
                     008C RDCMNO  EQU    $8C
                     008E RDCMN1  EQU    $8E
                     00AC WTCMNO  EQU    $AC
                     00AE WTCMN1  EQU    $AE
                     000B RSCMND  EQU    $0B
                     001B SKCMND  EQU    $1B
                     CC34 PRCNT   EQU    $CC34

                          *TABLE DES FONCTIONS

 DE00                             ORG    $DE00

>DE00 7E     DE37         DREAD   JMP    READ
 DE03 7E     DEEE         DWRITE  JMP    WRITE
 DE06 7E     DF52         DVERFY  JMP    VERIFY
 DE09 7E     DF78         RESTOR  JMP    RST
 DE0C 7E     DF8B         DRIVE   JMP    DRV
 DE0F 7E     DFB7         DCHECK  JMP    CHKRDY
 DE12 7E     DFD4         DQUICK  JMP    QUICK
>DE15 7E     DE27         DINIT   JMP    INIT
>DE18 7E     DE31         DWARM   JMP    WARM
>DE1B 7E     DE96         DSEEK   JMP    SEEK

                          *DEFINITION DES RAM

 DE1E 00                  CURDRV  FCB    0
 DE1F 0000 0000           DRVTRK  FDB    0,0
 DE23 00                  CURSID  FCB    0
 DE24 00 00 00            DNSTY   FCB    0,0,0

                          *INITIALISATION

 DE27 8E     DE1E         INIT    LDX    #CURDRV


DRIVER SIMPLE ET DOUBLE DENSITE        2-8-84 ASSEMBLEUR 6809   PAGE    2

 DE2A C6     09                   LDB    #9
 DE2C 6F     80           INIT2   CLR    0,X+
 DE2E 5A                          DECB
 DE2F 26     FB                   BNE    INIT2

                          *POINT D'ENTREE CHAUD ET ARRET DES DRIVES

 DE31 86     FF           WARM    LDA    #$FF
 DE33 B7     E080                 STA    DRVREG
 DE36 39                          RTS

                          *LECTURE D'UN SECTEUR

 DE37 17     01A8         READ    LBSR   CHECK
 DE3A 8D     5A                   BSR    SEEK
 DE3C 7D     DE23                 TST    CURSID
 DE3F 26     04                   BNE    SAUT1
 DE41 86     8C                   LDA    #RDCMNO
 DE43 20     02                   BRA    SUIT1
 DE45 86     8E           SAUT1   LDA    #RDCMN1
 DE47 7D     CC34         SUIT1   TST    PRCNT
 DE4A 20     03                   BRA    READ2
 DE4C 113F                        SWI3
 DE4E 12                          NOP
 DE4F 1A     10           READ2   SEI
 DE51 B7     E000                 STA    COMREG
 DE54 17     019E                 LBSR   DEL28
 DE57 5F                          CLRB
 DE58 B6     E000         READ3   LDA    COMREG
 DE5B 85     02                   BITA   #DRQ
 DE5D 26     08                   BNE    READ5
 DE5F 85     01                   BITA   #BUSY
 DE61 26     F5                   BNE    READ3
 DE63 1F     89                   TFR    A,B
 DE65 20     0A                   BRA    READ6
 DE67 B6     E003         READ5   LDA    DATREG
 DE6A A7     80                   STA    0,X+
 DE6C 5A                          DECB
 DE6D 26     E9                   BNE    READ3
 DE6F 8D     15                   BSR    WAIT
 DE71 C5     10           READ6   BITB   #$10
 DE73 27     0C                   BEQ    READ8
 DE75 34     04                   PSHS   B
 DE77 8E     DE24                 LDX    #DNSTY
 DE7A F6     DE1E                 LDB    CURDRV
 DE7D 63     85                   COM    B,X
 DE7F 35     04                   PULS   B
 DE81 C5     1C           READ8   BITB   #RDMSK
 DE83 1C     EF                   CLI
 DE85 39                          RTS

                          *ATTENTE DE FIN DE COMMANDE

 DE86 7D     CC34         WAIT    TST    PRCNT
```

DRIVER SIMPLE ET DOUBLE DENSITE   2-8-84 ASSEMBLEUR 6809   PAGE 3

```
DE89 20    03                BRA   WAIT1
DE8B 113F                    SWI3
DE8D 12                      NOP
DE8E F6    E000      WAIT1   LDB   COMREG
DE91 C5    01                BITB  #BUSY
DE93 26    F1                BNE   WAIT
DE95 39                      RTS

                     *RECHERCHE D'UNE PISTE

DE96 7F    DE23      SEEK    CLR   CURSID
DE99 34    16                PSHS  A,B,X
DE9B 30    89 0101           LEAX  257,X
DE9F BF    DF32              STX   WRITE5+5
DEA2 4D                      TSTA
DEA3 27    23                BEQ   SEEKS
DEA5 8E    DE24              LDX   #DNSTY
DEA8 F6    DE1E              LDB   CURDRV
DEAB E6    85                LDB   B,X
DEAD 27    19                BEQ   SEEKS
DEAF C6    01                LDB   #1
DEB1 B6    DE1E              LDA   CURDRV
DEB4 27    04                BEQ   SEEK5
DEB6 5C              SEEK6   INCB
DEB7 4A                      DECA
DEB8 26    FC                BNE   SEEK6
DEBA 53              SEEK5   COMB
DEBB C4    FB                ANDB  #%11111011
DEBD F7    E080              STB   DRVREG
DEC0 35    16                PULS  A,B,X
DEC2 C1    12                CMPB  #18
DEC4 23    0B                BLS   SEEK1
DEC6 20    06                BRA   SEEK2
DEC8 35    16        SEEKS   PULS  A,B,X
DECA C1    0A                CMPB  #10
DECC 23    03                BLS   SEEK1
DECE 7A    DE23      SEEK2   DEC   CURSID
DED1 F7    E002      SEEK1   STB   SECREG
DED4 B1    E001              CMPA  TRKREG
DED7 27    12                BEQ   SEEK4
DED9 B7    E003              STA   DATREG
DEDC 17    0116              LBSR  DEL28
DEDF 86    1B                LDA   #SKCMND
DEE1 B7    E000              STA   COMREG
DEE4 17    010E              LBSR  DEL28
DEE7 8D    9D                BSR   WAIT
DEE9 C5    10                BITB  #$10
DEEB 16    0107      SEEK4   LBRA  DEL28

                     *ECRITURE D'UN SECTEUR

DEEE 17    00F1      WRITE   LBSR  CHECK
DEF1 8D    A3                BSR   SEEK
DEF3 34    08                PSHS  DP
```

DRIVER SIMPLE ET DOUBLE DENSITE   2-8-84 ASSEMBLEUR 6809   PAGE 4

```
DEF5 86    E0                LDA   #$E0
DEF7 1F    8B                TFR   A,DP

           00E0              SETDP $E0

DEF9 7D    DE23              TST   CURSID
DEFC 26    04                BNE   SAUT2
DEFE C6    AC                LDB   #WTCMNO
DF00 20    02                BRA   SUIT2
DF02 C6    AE        SAUT2   LDB   #WTCMN1
DF04 7D    CC34      SUIT2   TST   PRCNT
DF07 20    03                BRA   WRITE2
DF09 113F                    SWI3
DF0B 12                      NOP
DF0C 1A    10        WRITE2  SEI
DF0E A6    80                LDA   0,X+
DF10 D7    00                STB   COMREG
DF12 17    00E0              LBSR  DEL28
DF15 D6    00        WRITE3  LDB   COMREG
DF17 C5    02                BITB  #DRQ
DF19 26    12                BNE   WRITE5
DF1B D6    00                LDB   COMREG
DF1D C5    02                BITB  #DRQ
DF1F 26    0C                BNE   WRITE5
DF21 D6    00                LDB   COMREG
DF23 C5    02                BITB  #DRQ
DF25 26    06                BNE   WRITE5
DF27 C5    01                BITB  #BUSY
DF29 26    EA                BNE   WRITE3
DF2B 20    0C                BRA   WRITE6
DF2D 97    03        WRITE5  STA   DATREG
DF2F A6    80                LDA   0,X+
DF31 8C    0000              CMPX  #NFINSC
DF34 26    DF                BNE   WRITE3
DF36 17    FF4D              LBSR  WAIT
DF39 30    1F        WRITE6  LEAX  -1,X
DF3B C5    10                BITB  #$10
DF3D 27    0C                BEQ   WRITE8
DF3F 34    04                PSHS  B
DF41 8E    DE24              LDX   #DNSTY
DF44 F6    DE1E              LDB   CURDRV
DF47 63    85                COM   B,X
DF49 35    04                PULS  B
DF4B C5    5C        WRITE8  BITB  #WTMSK
DF4D 1C    EF                CLI
DF4F 35    08                PULS  DP

           0000              SETDP 00

DF51 39                      RTS

                     *VERIFICATION DE L'ECRITURE

DF52 17    008D      VERIFY  LBSR  CHECK
```

DRIVER SIMPLE ET DOUBLE DENSITE   2-8-84 ASSEMBLEUR 6809   PAGE 5

```
DF55 7D    DE23              TST   CURSID
DF58 26    04                BNE   SAUT3
DF5A 86    8C                LDA   #RDCMNO
DF5C 20    02                BRA   SUIT3
DF5E 86    8E        SAUT3   LDA   #RDCMN1
DF60 7D    CC34      SUIT3   TST   PRCNT
DF63 20    03                BRA   VERIF2
DF65 113F                    SWI3
DF67 12                      NOP
DF68 1A    10        VERIF2  SEI
DF6A B7    E000              STA   COMREG
DF6D 17    0085              LBSR  DEL28
DF70 17    FF13              LBSR  WAIT
DF73 1C    EF                CLI
DF75 C5    18                BITB  #VERMSK
DF77 39                      RTS

                     *RESTORE LA TETE SUR LA PISTE 0

DF78 34    10        RST     PSHS  X
DF7A 8D    0F                BSR   DRV
DF7C 86    0B                LDA   #RSCMND
DF7E B7    E000              STA   COMREG
DF81 8D    72                BSR   DEL28
DF83 17    FF00              LBSR  WAIT
DF86 35    10                PULS  X
DF88 C5    D8                BITB  #$D8
DF8A 39                      RTS

                     *SELECTION DU DRIVE

DF8B A6    03        DRV     LDA   3,X
DF8D 81    02                CMPA  #2
DF8F 23    05                BLS   DRV2
DF91 C6    0F                LDB   #$0F
DF93 1A    01                SEC
DF95 39                      RTS
DF96 8D    55        DRV2    BSR   FNDTRK
DF98 F6    E001              LDB   TRKREG
DF9B E7    84                STB   0,X
DF9D C6    01                LDB   #1
DF9F B7    DE1E              STA   CURDRV
DFA2 27    04                BEQ   FIN
DFA4 5C              RET     INCB
DFA5 4A                      DECA
DFA6 26    FC                BNE   RET
DFA8 53              FIN     COMB
DFA9 F7    E080              STB   DRVREG
DFAC 8D    3F                BSR   FNDTRK
DFAE A6    84                LDA   0,X
DFB0 B7    E001              STA   TRKREG
DFB3 8D    40                BSR   DEL28
DFB5 20    27                BRA   OK
```

DRIVER SIMPLE ET DOUBLE DENSITE   2-8-84 ASSEMBLEUR 6809   PAGE 6

```
                     *TEST DE L'ETAT DU DRIVE

DFB7 A6    03        CHKRDY  LDA   3,X
DFB9 81    02                CMPA  #2      **** METTRE 1 SI DEUX DRIVES
DFBB 23    05                BLS   TEST
DFBD C6    80                LDB   #$80
DFBF 1A    01                SEC
DFC1 39                      RTS
DFC2 F6    E000      TEST    LDB   COMREG
DFC5 C4    80                ANDB  #$80
DFC7 27    15                BEQ   OK
DFC9 8E    5000              LDX   #MISVIT
DFCC 30    1F        TEMPO   LEAX  -1,X
DFCE 30    1F                LEAX  -1,X
DFD0 30    01                LEAX  +1,X
DFD2 26    F8                BNE   TEMPO
DFD4 F6    E000      QUICK   LDAB  COMREG
DFD7 C4    80                ANDB  #$80
DFD9 27    03                BEQ   OK
DFDB 1A    01                SEC
DFDD 39                      RTS
DFDE 5F              OK      CLRB
DFDF 1C    FE                CLC
DFE1 39                      RTS

                     *TEST POUR READ , WRITE ET VERIFY

DFE2 34    16        CHECK   PSHS  X,D
DFE4 F6    E000      PAPRET  LDB   COMREG
DFE7 C4    80                ANDB  #$80
DFE9 26    F9                BNE   PAPRET
DFEB 35    96        PRET    PULS  X,D,PC

                     *RECHERCHE D'UNE PISTE

DFED 8E    DE1F      FNDTRK  LDX   #DRVTRK
DFF0 F6    DE1E              LDB   CURDRV
DFF3 3A                      ABX
DFF4 39                      RTS

                     *SOUS PROG. DE DELAI

>DFF5 17   0000      DEL28   LBSR  DEL14
>DFF8 17   0000      DEL14   LBSR  DEL
DFFB 39              DEL     RTS

                             END

0 ERREUR(S) DETECTEE(S)
```

Fig. 2 – Listing des drivers des disquettes double densité

```
CHARGEUR DOUBLE DENSITE                 2-8-84 ASSEMBLEUR 6809    PAGE    1

                              *DEFINITION DES CONSTANTES

C107                                ORG     $C107

C107 00                     DNS     FCB     0
C108 C100                           FDB     $C100
C10A 0000                           FDB     0
C10C 00                     CURSID  FCB     0
                  C300      SCTBUF  EQU     $C300

                              *LECTURE D'UN SECTEUR
                              *SIMPLE ET DOUBLE DENSITE

                              *CONSTANTES

                  E000      COMREG  EQU     $E000
                  E001      TRKREG  EQU     COMREG+1
                  E002      SECREG  EQU     COMREG+2
                  E003      DATREG  EQU     COMREG+3
                  E080      DRVREG  EQU     COMREG+$80
                  0002      DRQ     EQU     2
                  0001      BUSY    EQU     1
                  001C      RDMSK   EQU     $1C
                  008C      RDCMN0  EQU     $8C
                  008E      RDCMN1  EQU     $8E
                  001B      SKCMND  EQU     $1B

C16E                                ORG     $C16E

                  00E0              SETDP   $E0

C16E 34    0A               READ    PSHS    DP,A
C170 86    E0                       LDA     #$E0
C172 1F    8B                       TFR     A,DP
C174 35    02                       PULS    A
C176 8D    3D                       BSR     SEEK
C178 7D    C10C                     TST     CURSID
C17B 26    04                       BNE     SAUT1
C17D 86    8C                       LDA     #RDCMN0
C17F 20    02                       BRA     SUIT1
C181 86    8E               SAUT1   LDA     #RDCMN1
C183 97    00               SUIT1   STA     COMREG
C185 8D    65                       BSR     DEL28
C187 5F                             CLRB
C188 8E    C300                     LDX     #SCTBUF
C18B 96    00               READ3   LDA     COMREG
C18D 85    02                       BITA    #DRQ
C18F 26    08                       BNE     READ5
C191 85    01                       BITA    #BUSY
C193 26    F6                       BNE     READ3
C195 1F    89                       TFR     A,B
C197 20    09                       BRA     READ6

CHARGEUR DOUBLE DENSITE                 2-8-84 ASSEMBLEUR 6809    PAGE    2

C199 96    03               READ5   LDA     DATREG
C19B A7    80                       STA     0,X+
C19D 5A                             DECB
C19E 26    EB                       BNE     READ3
C1A0 8D    0C                       BSR     WAIT
C1A2 C5    10               READ6   BITB    #$10
C1A4 27    03                       BEQ     READ8
C1A6 73    C107                     COM     DNS
C1A9 C5    1C               READ8   BITB    #RDMSK
C1AB 35    08                       PULS    DP
C1AD 39                             RTS

                              *ATTENTE DE FIN DE COMMANDE

C1AE D6    00               WAIT    LDB     COMREG
C1B0 C5    01                       BITB    #BUSY
C1B2 26    FA                       BNE     WAIT
C1B4 39                             RTS

                              *SEEK

C1B5 7F    C10C             SEEK    CLR     CURSID
C1B8 7D    C107                     TST     DNS
C1BB 27    0E                       BEQ     SIMPLE
C1BD 34    02                       PSHS    A
C1BF 86    FA                       LDA     #%11111010
C1C1 97    80                       STA     DRVREG
C1C3 35    02                       PULS    A
C1C5 C1    12                       CMPB    #18
C1C7 23    11                       BLS     SEEK1
C1C9 20    0C                       BRA     SEEK2
C1CB 34    02               SIMPLE  PSHS    A
C1CD 86    FE                       LDA     #%11111110
C1CF 97    80                       STA     DRVREG
C1D1 35    02                       PULS    A
C1D3 C1    0A                       CMPB    #10
C1D5 23    03                       BLS     SEEK1
C1D7 7A    C10C             SEEK2   DEC     CURSID
C1DA D7    02               SEEK1   STB     SECREG
C1DC 91    01                       CMPA    TRKREG
C1DE 27    0C                       BEQ     DEL28
C1E0 97    03                       STA     DATREG
C1E2 8D    08                       BSR     DEL28
C1E4 86    1B                       LDA     #SKCMND
C1E6 97    00                       STA     COMREG
C1E8 8D    02                       BSR     DEL28
C1EA 8D    C2                       BSR     WAIT

                              *BOUCLE DE DELAI

>C1EC BD   C1EF             DEL28   JSR     DEL14
>C1EF BD   C1F2             DEL14   JSR     DEL
C1F2 39                     DEL     RTS
```

Fig. 3. – Listing de la modification du chargeur du DOS

```
FORMAT 6809 40/80 SIMPLE DOUBLE     2-8-84 ASSEMBLEUR 6809    PAGE    1

                              *MODIFICATIONS A APPORTER A LA COMMANDE FORMAT
                              *POUR FONCTIONNER EN DOUBLE DENSITE A 4 MHZ
                              *PROGRAMME DE MR R. MILLAUD

                              *MODIFICATIONS PONCTUELLES

019E                                ORG     $19E

019E 21                             FCB     $21

0216                                ORG     $216

0216 10                             FCB     $10

0266                                ORG     $266

0266 14F6                           FDB     $14F6

0277                                ORG     $277

0277 2198                           FDB     $2198

                              *SOUS PROGRAMME D'ECRITURE D'UNE PISTE

                              * CONSTANTES

                  E000      COMREG  EQU     $E000
                  E001      TRKREG  EQU     COMREG+1
                  E002      SECREG  EQU     COMREG+2
                  E003      DATREG  EQU     COMREG+3
                  E080      DRVREG  EQU     COMREG+$80
                  DE1E      CURDRV  EQU     $DE1E
                  DE1F      DRVTRK  EQU     CURDRV+1
                  DE23      CURSID  EQU     CURDRV+5
                  00F4      WTCMD0  EQU     $F4
                  00F6      WTCMD1  EQU     $F6
                  0002      DRQ     EQU     2
                  0001      BUSY    EQU     1
                  0800      WORK    EQU     $0800
                  14F6      SWKEND  EQU     $14F6
                  2198      DWKEND  EQU     $2198
                  0024      DRN     EQU     $24
                  0027      DENSE   EQU     $27

0710                                ORG     $710

0710 8E    0024             WRTTRK  LDX     #DRN
0713 30    1D                       LEAX    -3,X
0715 A6    03                       LDA     3,X
0717 17    0083                     LBSR    FNDTRK
071A F6    E001                     LDB     TRKREG
071D E7    84                       STB     0,X
071F C6    01                       LDB     #1

FORMAT 6809 40/80 SIMPLE DOUBLE     2-8-84 ASSEMBLEUR 6809    PAGE    2

0721 B7    DE1E                     STA     CURDRV
0724 27    04                       BEQ     FIN
0726 5C                     RET     INCB
0727 4A                             DECA
0728 26    FC                       BNE     RET
072A 53                     FIN     COMB
072B 0D    27                       TST     DENSE
072D 27    02                       BEQ     SIMPLE
072F C4    FB                       ANDB    #%11111011
0731 F7    E080             SIMPLE  STB     DRVREG
0734 8D    67                       BSR     FNDTRK
0736 A6    84                       LDA     0,X
0738 B7    E001                     STA     TRKREG
073B 8D    59                       BSR     DELAY
073D 0D    27                       TST     DENSE
073F 27    05                       BEQ     SID
0741 8E    2199                     LDX     #DWKEND+1
0744 20    03                       BRA     POSTES
0746 8E    14F7             SID     LDX     #SWKEND+1
0749 BF    0783             POSTES  STX     WRTTR4+5
074C 8E    0800                     LDX     #WORK
074F 34    0C                       PSHS    B,DP
0751 86    E0                       LDA     #$E0
0753 1F    8B                       TFR     A,DP

                  00E0              SETDP   $E0

0755 7D    DE23                     TST     CURSID
0758 26    04                       BNE     SAUT1
075A C6    F4                       LDB     #WTCMD0
075C 20    02                       BRA     SUIT1
075E C6    F6               SAUT1   LDB     #WTCMD1
0760 A6    80               SUIT1   LDA     0,X+
0762 D7    00                       STB     COMREG
0764 8D    30                       BSR     DELAY
0766 D6    00               WRBL    LDB     COMREG
0768 C5    02                       BITB    #DRQ
076A 26    12                       BNE     WRTTR4
076C D6    00                       LDB     COMREG
076E C5    02                       BITB    #DRQ
0770 26    0C                       BNE     WRTTR4
0772 D6    00                       LDB     COMREG
0774 C5    02                       BITB    #DRQ
0776 26    06                       BNE     WRTTR4
0778 C5    01                       BITB    #BUSY
077A 26    EA                       BNE     WRBL
077C 20    0D                       BRA     WRTTR8
077E 97    03               WRTTR4  STA     DATREG
0780 A6    80                       LDA     0,X+
0782 8C    14F7                     CMPX    #SWKEND+1
0785 26    DF                       BNE     WRBL
0787 30    1F                       LEAX    -1,X
0789 8D    03                       BSR     WAIT
078B 35    0C               WRTTR8  PULS    B,DP
```

```
FORMAT 6809 40/80 SIMPLE DOUBLE        2-8-84 ASSEMBLEUR 6809    PAGE     3

                  0000            SETDP   00

  078D 39                         RTS

  078E B6    E000      WAIT       LDA     COMREG
  0791 85    01                   BITA    #BUSY
  0793 26    F9                   BNE     WAIT
  0795 39                         RTS

                       *BOUCLE DE DELAI

 >0796 17    0000      DELAY      LBSR    DELAY2
 >0799 17    0000      DELAY2     LBSR    DELAY4
  079C 39              DELAY4     RTS

  079D 8E    DE1F      FNDTRK     LDX     #DRVTRK
  07A0 F6    DE1E                 LDB     CURDRV
  07A3 3A                         ABX
  07A4 39                         RTS

                                  END

0 ERREUR(S) DETECTEE(S)
```

Fig. 4 – Listing de la modification de la commande FORMAT

O ou N selon ce que vous désirez.

Lorsque ces opérations sont terminées, essayez le fonctionnement de tous vos programmes pour lesquels vous ne devez constater aucune anomalie. En effet, les modifications indiquées ne touchent pas aux tables de sauts du DOS et seuls les programmes mal écrits et utilisant des parties du DOS en principe non accessibles à l'utilisateur pourraient être affectés.

Avec cette modification, les amateurs de fortes capacités devraient être satisfaits puisque l'on dispose ainsi de :
- 702 secteurs de 256 octets en simple face 40 pistes
- 1404 secteurs de 256 octets en double face 40 pistes
- 1422 secteurs de 256 octets en simple face 80 pistes
- 2844 secteurs de 256 octets en double face 80 pistes, soit plus de 700 kilo-octets sur une seule disquette.

Réponses à quelques questions

La double densité a fait couler beaucoup d'encre, tant dans votre courrier que sur certaines feuilles dites d'informations imprimées par certains, aussi estimons-nous utile de mettre les choses au point, maintenant que vous êtes tous à même de l'utiliser.

Le premier point concerne la précompensation d'écriture. Cette technique est fortement conseillée en double densité pour les lecteurs 8 pouces. Pour les lecteurs 5 pouces, elle est également souhaitable mais cela n'a rien d'impératif et, si on ne l'utilise pas, tout au plus risque-t-on quelques secteurs défectueux de temps en temps lors du formatage en double densité. Cette précompensation dépend de la qualité des disquettes et surtout de celle des lecteurs. Avec du bon matériel, bien réglé et bien entretenu, elle est inutile (en 5 pouces, répétons le).

Du fait de cette « inutilité », il est possible d'utiliser la carte IFD09 en double densité sans modification, puisque nous l'avions conçue pour cela à l'origine.

Pour répondre à d'autres questions et critiques à ce sujet : nous aurions pu monter sur cette carte un WD 2795 mais :
- A l'époque de la description de la carte dans ces pages, ce circuit plafonnait à 900 F l'unité !
- Pour être bien utilisé et pour que le circuit de séparation de données interne soit bien réglé, il faut disposer d'un oscilloscope. Vous n'êtes pas tous en possession de cet engin et le réglage « pifométrique » en mettant le potentiomètre « au milieu de la zone où cela fonctionne » (sic) est une absurdité. En effet, à quoi sert de prendre un tel circuit pour être dans les meilleurs conditions possibles si c'est pour le régler n'importe comment !

Le dernier point concerne les disquettes. Ne nous faites pas dire ce que nous n'avons pas écrit ; les disquettes certifiées double face, double densité, 96 TPI sont meilleures que les simple face, simple densité 48 TPI. Nous n'utilisons cependant que ces dernières (environ 20 F par 10 chez les bons revendeurs) sans avoir constaté le moindre problème.

Si vous tenez à vos fichiers, il vaut bien mieux faire plusieurs copies soigneusement actualisées de ceux-ci sur des disquettes normales que n'utiliser qu'une « super » disquette dont vous n'aurez pas de copie sous prétexte qu'elle est certifiée.

Du logiciel comme s'il en pleuvait

Après le logiciel gratuit, voyons le logiciel payant, toujours dans le but d'essayer de répondre positivement à vos critiques, que nous estimons tout à fait justifiées, il est vrai.

La société Micropross de Colmar commercialise depuis quelque temps déjà des logiciels qu'elle a bien voulu soumettre à nos essais, et nous croyons utile de vous en dire quelques mots ci-après car ils sont à même de répondre aux aspirations d'un certain nombre d'entre vous.

Précisons tout de suite que tous ces logiciels sont vendus sur disquette simple face, simple densité, 40 ou 80 pistes (à préciser à la commande car 40 est pris par défaut), et qu'ils sont fournis avec une notice sous forme de fichier texte sur la disquette. C'est une bonne solution mais elle handicape ceux d'entre vous qui n'ont pas d'imprimante, surtout pour les programmes complexes dont les notices sont assez longues. Ce n'est pas dramatique car, en général, l'utilisation de ces programmes ne peut se concevoir qu'avec une imprimante (imaginez une facturation sans imprimante !)

Les premiers programmes proposés sont des extensions du Basic que nous vous avons fourni. Deux programmes, BASEDIT et BASCOPY, permettent d'enchaîner les éditions de programmes Basic ou de prendre des morceaux de programmes déjà existants pour en éditer un nouveau. Cela peut être utile pour ceux d'entre vous qui programment beaucoup dans ce langage et qui ont ainsi de nombreux modules susceptibles d'être utilisés dans divers programmes. Un troisième programme, appelé EXTBASIC, est à ajouter (au moyen d'un APPEND mais c'est expliqué dans la notice) à TBASIC pour lui donner un certain nombre de fonctions supplémentaires très intéressantes dont voici un extrait :
- Fonction SCROLL accessible avec un USR ;
- Tracé automatique d'un cadre graphique autour de l'écran ;
- Mise en marche et suppression du curseur ;
- Mise en marche ou suppression de l'écho du clavier sur l'écran ;
- Hard copie de l'écran sur imprimante ;
- Fonction INKEY$;
- Activation et désactivation directe de l'imprimante sans sortir du Basic ;
- Enfin et surtout éditeur de texte sous Basic !

Toutes ces fonctions s'appellent avec des USR aussi simplement que si les instructions Basic corespondantes existaient. Ainsi, pour avoir un cadre autour de l'écran, il suffit d'écrire dans un programme USR(5). L'éditeur n'est pas très souple d'emploi et est assez simple ; c'est cependant très satisfaisant pour corriger, même de façon importante, des programmes Basic tout en restant sous Basic. Enfin, la fonction hard copie d'écran est appréciable. Nous décernerons donc une bonne note à ces extensions. Attention ! elles sont indispensables si vous voulez utiliser les autres logiciels Basic proposés par Micropross que sont la gestion de budget familial, la facturation, la gestion de stock et la gestion d'étiquettes.

Au niveau des utilitaires, signalons l'existence d'une disquette EXTDOS (qui n'a rien à voir avec l'EXTDOS des informations 6809), qui supporte un certain nombre de programmes en langage machine que voici :

– VDISK qui est un programe analogue à celui que nous allons publier aujourd'hui sous le nom de PSEUDISK. Pour la petite histoire, précisons que PSEUDISK était en notre possession avant la réception des disquettes Micropross et qu'il ne faut pas voir là un quelconque « coup en traître ».

– RESTAURE qui permet de tester l'intégrité d'une disquette, d'éliminer les secteurs défectueux et de rechaîner les secteurs vides.

– SECTEUR qui n'est autre que le célèbre EXAMINE de chez TSC et qui permet de lire, écrire ou modifier tout secteur d'une disquette, de connaître le chaînage des secteurs, etc... Seul reproche fait à Micropross : la notice trop succincte de ce programme qui laisse dans l'ombre certaines de ses possibilités.

– REGVIT est un programme original permettant de régler la vitesse de rotation des lecteurs. Il procède par mesure du temps entre les impulsions d'index et affiche le temps théorique (200 ms) et le temps mesuré qui est réactualisé toutes les secondes environ. Ce programme fonctionne très bien sauf si on lui donne un numéro de lecteur égal ou supérieur à 2, ce qui le bloque et oblige à faire un RESET.

– LIST 1 est une commande LIST dérivée de celle du DOS mais offrant des options supplémentaires dont pagination à partir du numéro de votre choix, et surtout possibilité d'envoyer à l'imprimante des chaînes de caractères de configuration pour sélectionner divers modes de fonctionnement de celle-ci. Les indications de configuration de ces chaînes sont données dans la notice de LIST 1, ce qui permet à chacun de configurer le programme pour sa machine.

– TESTMEM qui est un programme de test mémoire, pouvant fonctionner dans toutes les pages et qui procède par écriture, attente, lecture de 55 et de AA sur l'étendue mémoire spécifiée. Ce programme fonctionne, mais nous ne sommes pas de l'avis de Micropross qui affirme que si le test a pu tourner plusieurs heures sans défaut, la mémoire est bonne. En effet, comme nous l'avons déjà expliqué, la RAM dynamique peut avoir deux types de problèmes : un problème de rafraîchissement, auquel cas ce test le détectera, mais n'importe quel test simple le verra aussi et en quelques minutes (à la limite, un I sous TAVBUG09 suivi par un D de la même zone une dizaine de minutes après suffit). Le deuxième type de défaut est celui des mémoires dites « pattern sensitive », c'est-à-dire sensibles à leur contenu. Il faut pour détecter cela plusieurs jours de test permanent en écrivant des valeurs aléatoires dans les mémoires. Nous mettrons donc un bémol quant à l'efficacité de TESTMEM.

Quoi qu'il en soit, cette disquette est intéressante, ne serait-ce que pour REGVIT, LIST 1, RESTAURE et SECTEUR, et elle a sa place chez tout amateur désirant prendre soin de son système.

Un certain nombre de programmes Basic, beaucoup plus importants que ceux que nous venons de voir, sont ensuite proposés. Ces programmes sont fournis en Basic « compilé » (fichiers.BAC), mais le programme source en clair (extension.BAS) figure aussi sur les disquettes ce qui permet toutes les adaptations à d'éventuels cas particuliers. Une documentation complète les accompagne, sous forme de fichier texte sur disquette. Ces programmes sont les suivants :

– BUDGET qui est une gestion de budget familial, très performante et très souple d'emploi.

– FACTURES qui est un programme de facturation à même d'intéresser des PME, des petits commerçants ou des petis artisans.

– GESTOC qui est un programme de gestion de stocks visant les mêmes utilisateurs que ceux de FACTURES.

– GESTETIQ qui est un programme de gestion d'étiquettes permettant la réalisation de mailings et autres choses similaires .

– COMPTA qui est un programme de comptabilité générale suivant le nouveau plan comptable.

Nous avons essayé pour l'instant le programme BUDGET, susceptible d'intéresser la majorité d'entre vous et nous en avons été très satisfait. Il faut cependant préciser qu'il nécessite EXTBASIC vu ci-avant et, également, la carte IVG ou IVG09 et deux lecteurs de disquettes. De plus, la version qui nous a été prêtée comportait, dans tous les programmes, une grossière erreur au niveau des sous-programmes Basic d'adressage du curseur, rendant illisible tous les textes affichés à l'écran. Si vous êtes dans ce cas, il suffit de chercher, dans les listings des programmes, la ligne contenant :

PRINT CHR$ (27) ; « = » ; CHR$ (32+CO%) ; CHR$ (32+LI%) ; : RETURN

et d'y remplacer CO par LI et réciproquement. L'auteur des programmes semble avoir mélangé ligne et colonne dans l'adressage direct du curseur permis par TAVBUG09 V1.0. Cette correction faite (et qui devrait l'être sur les disquettes livrées par Micropross), le logiciel est tout à fait utilisable et nous n'avons pas réussi à le « planter » malgré beaucoup de bonne volonté !

La place nous étant comptée, nous vous dirons quelques mots des autres programmes dans notre prochain numéro.

En vrac

La liste des réalisateurs du système ayant répondu au questionnaire de notre numéro 1702 et ayant autorisé la communication de leurs nom et adresse va être éditée en fin de ce mois. Elle pourra être fournie à toutes les personnes qui en feront la demande à l'auteur dans les conditions suivantes :

– La demande doit être adressée directement à l'auteur de ces lignes et ne doit comporter aucune question technique.

– Elle ne sera fournie qu'aux personnes ayant répondu au questionnaire et ayant donné leur accord pour que leurs coordonnées y figurent.

– Elle sera fournie uniquement si votre demande est accompagnée d'une enveloppe autocollante, format 16 X 22, libellée à votre adresse et affranchie à 10,70 F. Cette enveloppe devra être accompagnée de 10 timbres à 2,10 F pour frais de photocopie. Ces 10 timbres ne doivent pas être remplacés par un amalgame quelconque de timbres conduisant à la même somme.

– Les lecteurs étrangers voudront bien remplacer l'affranchissement et les 10 timbres par 15 coupons réponse internationaux.

– Toutes les demandes non exactement conformes à ces indications seront rejetées vu les pertes de temps qu'elles engendrent.

Vu le nombre de réponses au questionnaire reçues, un délai de 3 semaines sera nécessaire pour satisfaire les demandes de listes. Nous vous demandons de faire preuve de patience.

En raison de divers problèmes de mise au point et de concurrence malhonnête à laquelle se livrent certaines personnes par voie de petites annonces, les programmes GESFICHE, REPAR, ECHAUT et PROTEXT ont subi quelques retards de mise à disposition. Ces problèmes devraient être résolus lorsque vous lirez ces lignes pour GESFICHE. En ce qui concerne REPAR et ECHAUT, ils devraient être disponibles mi-octobre, quant à PROTEXT, nous avons décidé de n'en pas terminer le développement. Nous vous présentons nos excuses pour ces retards indépendants de notre volonté.

Conclusion

Nous en resterons là pour aujourd'hui. Notre prochain article sera consacré à la fin de ces présentations de logiciels avec ceux annoncés ci-avant,mais aussi avec les œuvres intéressantes de certains d'entre vous.

Nous vous parlerons également d'un dynamique club d'utilisateurs de « Tavernier 6809 » et aborderons, enfin, la nouvelle carte alphanumérique et graphique couleur que nous avons dû différer jusqu'à ce jour en raison de certains retards de fabrication de son circuit imprimé.

C. TAVERNIER

FILTRE ANTIPARASITE DIGITAL POUR SIGNAUX LOGIQUES

Un signal logique peut se trouver perturbé par un contact incertain au niveau d'une touche ou d'un relais, ou encore par une interférence du type radioélectrique. Dans les deux cas, une correction est possible, dans la mesure où les impulsions perturbatrices sont nettement plus courtes que les impulsions dont est composé le signal utile. Par ailleurs, tout système de réception d'impulsions se comporte, même en l'absence de tout filtre, comme système sélectif puisqu'il ignore, de toute façon, toute impulsion dont la durée est inférieure à son seuil de réponse. Ainsi, le système décrit n'a un sens que s'il traite des signaux qui sont lents devant la vitesse de commutation du récepteur qu'il doit protéger des perturbations.

Le schéma électrique du circuit de protection comporte une quadruple porte « ou exclusif » qu'on utilise en détecteur double de flanc. Ce détecteur délivre une très brève impulsion positive à chaque flanc du signal d'entrée, pour un flanc « montant » aussi bien que pour un flanc « descendant ». Cette impulsion parvient à l'entrée d'une bascule monostable dont la durée de temporisation détermine en quelque sorte la fréquence de coupure du système : elle doit être petite devant la durée d'une alternance du signal utile tout en étant égale, ou plus grande, à la durée maximale d'une perturbation.

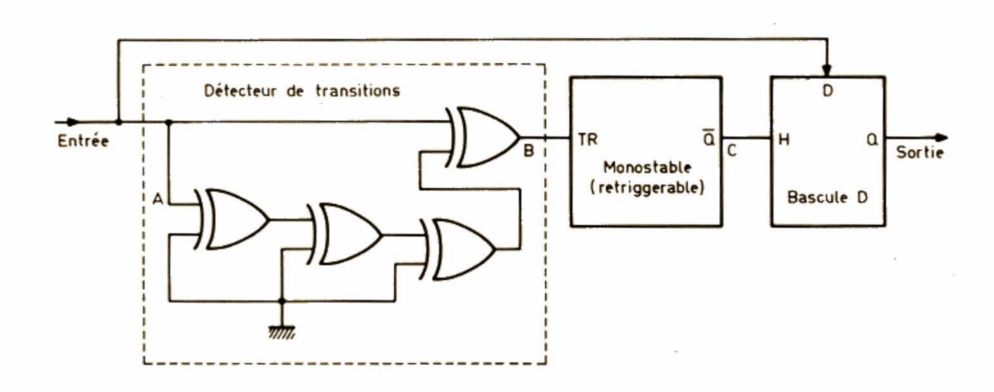


Fig. 1. – Schéma électrique.

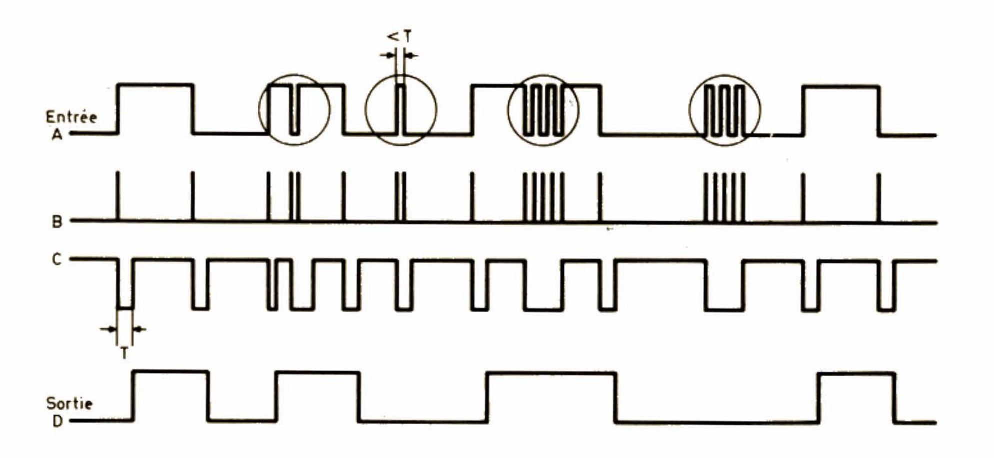


Fig. 2. – Forme des signaux.

Dans le diagramme des formes d'onde, les positions perturbées (ligne A) ont été entourées par des cercles. La ligne B montre les impulsions qu'on obtient, au point B du montage, lors de chaque transition, qu'elle soit due, ou non, à une perturbation. Sur la ligne C, on voit que le monostable répond, à ces transitions, par des créneaux dont la durée est au moins égale à T.

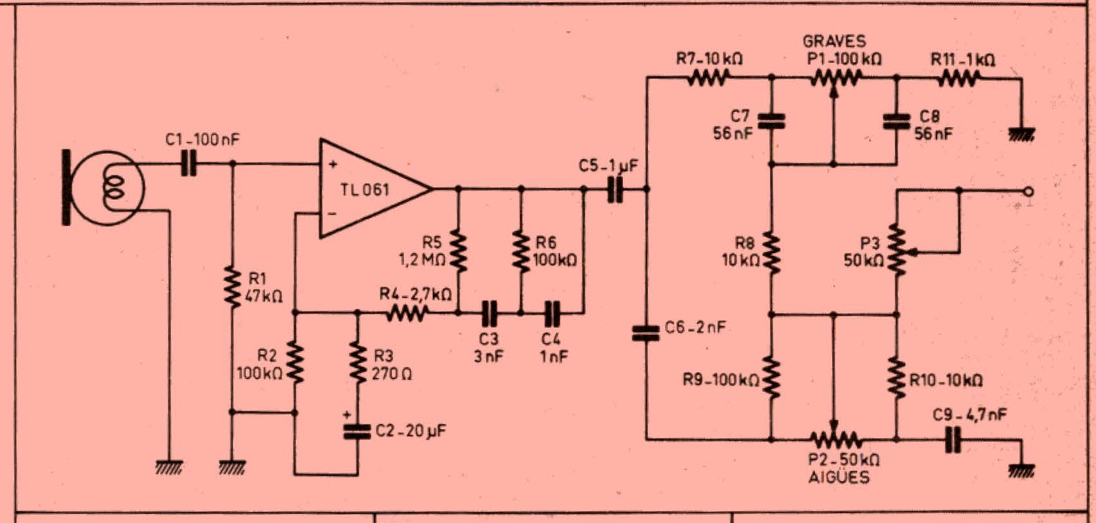
Lors de chaque flanc montant de ces créneaux, la bascule D du montage valide sa sortie Q par la donnée (0 ou 1) qui est présente en D. Ainsi, une impulsion non perturbée conserve sa durée ; elle est simplement transmise avec un retard (égal à T), comme cela est le cas de tout filtre passe-bas. En cas de perturbation, une validation de la bascule D ne peut se faire qu'au moment où la sortie du monostable retourne à « 1 », c'est-à-dire seulement après la fin de la perturbation (ou de la série de perturbations). La ligne D du diagramme reproduit la forme du signal ainsi restitué.

Dans la description de son système, l'auteur ne traite pas le cas où un train de perturbations coïncide avec une transition du signal utile. Les explications données permettent cependant de comprendre que l'efficacité de la correction reste très limitée dans ce cas particulier.

(S. Murugesan, Electronic Engineering, Londres, octobre 1983, P. 31).

PRESSE ETRANGERE

LE PREAMPLIFICATEUR CORRECTEUR ET L'AUSTERITE



La faible consommation, c'est une forme d'austérité très appréciée quand il s'agit d'énergie électrique provenant de piles, voire d'éléments solaires. Grâce à de nouvelles technologies, il a été possible de diminuer la consommation d'un amplificateur opérationnel à 1/10 environ de ce qu'il faut pour alimenter le classique µA 741. A citer, parmi les nouveaux types Texas Instruments, le TL 061 (courant d'alimentation de 200 µA) et surtout le TL066, lequel comporte une entrée de programmation, par laquelle on peut déterminer, à l'aide d'une résistance externe, toute intensité d'alimentation comprise entre 5 et 200 µA.

Bien entendu, la consommation est aussi fonction du nombre de composants actifs qu'on met dans une application donnée. Comme exemple d'application, le fabricant a donc avantage à proposer – bien que cela doit être très frustrant pour lui – un circuit donné avec seulement un amplificateur opérationnel, alors qu'on en met couramment deux, dans les versions habituelles et classiques de ce même circuit.

Le schéma donné en exemple est celui d'un préamplificateur-correcteur pour microphone dynamique, suivi d'un circuit de tonalité. La courbe de correction du microphone peut, au besoin, être modifiée en jouant sur les valeurs de C_3 et de C_4. Dans le correcteur de tonalité, par ailleurs classique, P_3 semble essentiellement servir à l'adaptation avec l'étage suivant.

Quant au potentiomètre de volume, on a avantage à le prévoir à un niveau où la tension de signal est déjà assez fortement amplifiée. Ce potentiomètre agira alors à la fois sur le signal et sur le bruit dont l'origine est, comme on le sait, à chercher essentiellement dans les premiers étages d'un amplificateur.

Le montage fonctionne avec une seule tension d'alimentation. La valeur de cette tension peut être comprise entre 3 et 30 V.

Liste des composants

1 amplificateur opérationnel TL061 ou TL 066
C_1 : 100 nF
C_2 : 20 µF
C_3 : 3 nF
C_4 : 1 nF
C_5 : 1 µF
C_6 : 2 nF
C_7, C_8 : 56 nF
C_9 : 4,7 nF (2 à 20 nF, suivant la réponse souhaitée – à expérimenter)
R_1 : 47 kΩ
R_2, R_6 : 100 kΩ
R_3 : 270 Ω
R_4 : 2,7 kΩ
R_5 : 1,2 MΩ
R_7, R_8, R_{10} : 10 kΩ
R_9 : 100 kΩ
R_{11} : 1 kΩ
P_1 : 100 kΩ, lin.
P_2, P_3 : 50 kΩ, lin.

The Linear Control Circuits Data Book, Texas-Instruments 1980

UNE CONCEPTION MODERNE DE LA PROTECTION ELECTRONIQUE

Si vous avez un problème... de BUDGET... de choix pour réaliser votre protection électronique, nous le règlerons ensemble

LA QUALITE DE NOS PRODUITS FONT VOTRE SECURITE ET NOTRE PUISSANCE

NOTRE GAMME de matériel de sécurité SANS FIL (codage digital)

— Détecteur de présence IR RADIO, codé, portée 17 m
— Centrale d'alarme télécommande digitale
— Détecteur de présence à télécommande digitale
— Détecteur d'ouverture, instantanée ou retardée
— Emetteur-récepteur



COMMANDE A DISTANCE

POUR PORTE DE GARAGE
— BOUTON « PANIC » de commande M/A pour tous dispositifs électroniques

EMETTEUR **390 F** Dossier complet
RECEPTEUR **750 F** 16 F en timbres



OUVREZ L'ŒIL... SUR VOS VISITEURS !

PORTIER VIDEO, pour PAVILLONS - VILLA - IMMEUBLE COLLECTIF - CABINET MEDICAL - BUREAUX, etc.

D'UN COUP D'ŒIL... VOUS IDENTIFIEZ VOTRE VISITEUR.

Ce portier vidéo se compose de 2 parties :
PARTIE EXTERIEURE :
— CAMERA étanche avec son système d'éclairage automatique.
PARTIE INTERIEURE :
— ECRAN de visualisation.
— Touches de commande et contrôle de volume.
— Bouton de commande pour ouverture de la gache.
— Fourni avec son alimentation complète.
Documentation complète contre 16 F en timbre.
PRIX... NOUS CONSULTER

SELECTION DE NOS CENTRALES

CENTRALE D'ALARME série 400

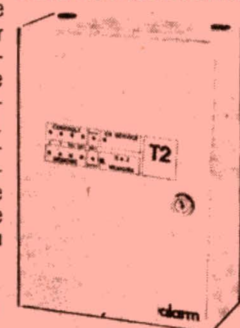
NORMALEMENT fermé
SURVEILLANCE : 1 boucle N/F instantanée - 1 boucle N/F temporisée - 1 boucle N/F autoprotection 24 h/24 - 3 entrées N/O identiques aux entrées N/F.
Alimentation chargeur 1,5 amp. Réglage de temps d'entrée, durée d'alarme. Contrôle de charge ou contrôle de bande. Mémorisation d'alarme.

1100 F (port SNCF) **SIMPLICITE D'INSTALLATION** Sélection de fonctionnement des sirènes.

CENTRALE T2

3 zones de DETECTION SELECTIONNABLE
ENTREE : zone A déclenchement immédiat.
MEMORISATION D'ALARME

Zone A déclenchement temporisé. Zone d'autoprotection permanente 24 h/24. 2 circuits d'analyses pour détecteurs inertiels sur chaque voie - Temporisation sortie/entrée. Durée d'alarme réglable. Alimentation entrée : 220 V. Sortie 12 V 1,5 amp. régulé en tension et en courant. Sortie alimentation pour détecteur infrarouge ou hyperfréquence. Sortie préalarme, sortie alarme auxiliaire pour transmetteur téléphonique ou éclairage des lieux. Dimensions : H 315 × L 225 × P 100 **1900 F** port dû



CENTRALE T4

5 zones de détection sélectionnable : 3 zones immédiate, 1 zone temporisée. 1 zone d'autoprotection 24 h /24.
4 circuits analyseurs sur chaque voie, contrôle de zone et mémorisation.
H 430 × L 300 × 155 **2700 F** port dû

CENTRALE D'ALARME 410

5 zones sélectionnables 2 par 2 sur la face avant, 2 zones de détection immédiate. 2 zones de détection temporisée. 1 zone d'autoprotection, chargeur 12 V 1,5 amp. Voyant de contrôle de boucle, mémorisation d'alarme et test sirène. Commande par serrure de sécurité cylindrique.
Dim. H 195 × L 180 × P 105. PRIX **2250 F** port dû

DOCUMENTATION COMPLETE SUR TOUTE LA GAMME CONTRE 16 F en timbres
NOMBREUX MODELES EN STOCK DISPONIBLE

TRANSMETTEUR TELEPHONIQUE

ATEL composera AUTOMATIQUEMENT et EN SILENCE le numéro de téléphone que vous aurez programmé ; transmettra un signal sonore caractéristique dès qu'un contact sera ouvert dans votre circuit de détection (contact de feuillure ou tout autre système d'alarme ou de détection ; s'assure que la ligne est disponible ; compose le numéro programmé ; en cas de (non réponse) ou (d'occupation) renouvelle l'ensemble de ces opérations jusqu'à ce que (l'appelé) décroche son combiné. Emet alors un signal sonore caractéristique pendant une quinzaine de secondes ; confirme l'information par son second appel dans les 30 secondes suivantes.
Non homologué. **Prix 1 250 F. Quantité limitée.**
Frais port 45 F



EROS P2B homologué PTT 1 n° d'appel avec message enregistré **3 450 F** Frais port 45 F
NOUVEAU!! STRATEL 4 numéro d'appel 2 voies d'entrée Consommation en veille 1mA **PRIX NOUS CONSULTER**

CENTRALE BLX 06

UNE petite centrale pour appartement avec 3 entrées : normalement fermé :
- immédiat
- retardé
- autoprotection

Chargeur incorporé 500 m/A
Contrôle de charge
Contrôle de boucle
Dimensions 210 × 165 × 100 mm
Port 35 F
PRIX EXCEPTIONNEL JUSQU'AU 15 JUILLET 590 F

SIRENES POUR ALARME

SIRENE ELECTRONIQUE

Autoprotégée en coffret métallique 12 V, 0,75 Amp. 110 dB
PRIX EXCEPTIONNEL 210 F
Frais d'envoi 25 F

SIRENE électronique autoalimentée et autoprotégée **590 F** Port 25 F
1 accus pour sirène **160 F**
Nombreux modèles professionnels Nous consulter

COMMANDE AUTOMATIQUE D'ENREGISTREMENT TELEPHONIQUE

non homologué

Se branche simplement entre un fil d'arrivée de la ligne téléphonique (en série) et l'enregistreur magnétophone (modèle standard). Vous décrochez votre téléphone et l'enregistrement se fait automatiquement. Vous raccrochez et votre enregistreur s'arrête. Ne nécessite aucune source d'énergie extérieure. Muni d'un bouton de commande d'avance automatique de la bande d'enregistrement. Dimensions 95 × 30 × 30 mm. Poids 35 grammes.
Frais d'envoi 16 F **PRIX 270 F**

RADAR HYPERFREQUENCE BANDE X

AE 15, portée 15 m. Réglage d'intégration Alimentation 12 V. **980 F** frais de port 40 F

DETECTEUR RADAR PANDA anti-masque

BANDE X

Emetteur-récepteur de micro ondes. Protection très efficace. S'adapte sur toutes nos centrales d'alarme. Supprime toute installation compliquée. Alimentation 12 Vcc. Angle protégé 140°. Portée 3-20 m.

NOUVEAU MODELE « PANDA » 1450 F Frais d'envoi 40 F
Faible consommation, 50 mA. Réglage séparé très précis de l'intégration et de la portée

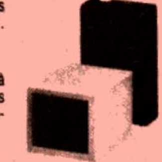
PASTILLE EMETTRICE

Vous désirez installer rapidement et sans branchement un appareil d'écoute téléphonique et l'émetteur doit être invisible. S'installe sans branchement en cinq secondes (il n'y a qu'à changer la capsule). Les conversations téléphoniques des deux partenaires sont transmises à 100 m en champ libre.
PRIX : nous consulter
Document. complète contre 10 F en timbres (Non homologué) Vente à l'exportation.

DETECTEUR DE PRESENCE

BANDE X

Matériel professionnel - AUTOPROTECTION blocage d'émission RADAR
MW 25 IC. 9,9 GHz. Portée de 3 à 15 m. Réglable. Intégration 1 à 3 pas réglable. Consommation 18 mA. Contacts NF. Alimentation 12 V.
RADAR HYPERFREQUENCE
MW 21 IC. 9,9 GHz. Portée de 3 à 30 m. Réglable. Intégration 1 à 3 pas réglable. Consommation 18 mA. Alimentation 12 V.



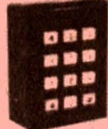
Prix : NOUS CONSULTER
Documentation complète sur toute la gamme contre 10 F en timbres.

MICRO EMETTEUR

depuis **450 F**
Frais port 25 F
Documentation complète contre 10 F en timbres

NOUVEAU MODELE CLAVIER UNIVERSEL KL 306

- Clavier de commande pour dispositifs de sécurité, de contrôles, d'accès, de gâche électrique, etc.
- Commande à distance codée en un seul boîtier
- 11880 combinaisons
- Codage facile sans outils
- Fonctions : repos/travail ou impulsion
- Alimentation 12 V
- Dimensions 56x76x25 mm



Port 30 F **360 F** **nous consulter**

RECEPTEUR MAGNETOPHONES

— **Enregistre** les communications en votre absence. AUTONOMIE : 4 heures d'écoute.
— Fonctionne avec nos micro-émetteurs.



PRIX NOUS CONSULTER
Documentation complète de toute la gamme contre 15 F en timbres.

CENTRALE BLX 03

ENTREE : Circuit instantané normalement ouvert. Circuit instantané normalement fermé. Circuit retardé normalement fermé. Temporisation de sortie fixe. Temporisation d'entrée réglable de 0 à 60".
SORTIE : Préalarme pour signalisation d'entrée en éclairage. Circuit pour alimentation radar. Circuit sirène intérieure. Circuit sirène autoalimentée, autoprotégée. Relais inverseur pour transmetteur téléphonique et autre. Durée d'alarme 3', réarmement automatique.
TABLEAU DE CONTROLE : Voyant de mise en service. Voyant de circuit instantané. Voyant de circuit retardé. Voyant de présence secteur. Voyant de mémoris. d'alarme



950 F Frais de port 35 F

DETECTEUR INFRA-ROUGE PASSIF IR 15 LD

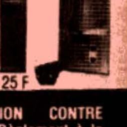
Portée 12 m. Consommation 15 mA. 14 rayons de détection. Couverture : horizontale 110°, verticale 30°.



Prix : **950 F** Frais de port 35 F

INTERRUPTEUR SANS FIL portée 75 mètres

Nombreuses applications (porte de garage, éclairage jardin, etc.)
Alimentation du récepteur : entrée 220 V sortie 220 V, 500 W
EMETTEUR alimentation pile 9 V
AUTONOMIE 1 AN



450 F Frais d'envoi 25 F

BLOUDEX ELECTRONIC'S

141, rue de Charonne, 75011 PARIS
(1) 371.22.46 - Métro : CHARONNE

AUCUNE EXPEDITION CONTRE REMBOURSEMENT. Règlement à la commande par chèque ou mandat.

OUVERT TOUS LES JOURS DE 9 h 30 à 13 h et de 14h 30 à 19 h 15 sauf DIMANCHE et LUNDI MATIN

PRESSE ETRANGERE

REBONDISSEMENT DANS L'AFFAIRE ANTIREBONDISSEMENT

La garantie absolue de ne pas obtenir deux impulsions quand on manœuvre une touche une seule fois, elle existe, avec le montage déjà assez connu de la figure 1. Et elle résulte du fait qu'on utilise une touche à double contact conjointement avec une bascule set-reset. Le schéma montre comment on peut réaliser une telle bascule avec deux portes NAND. On peut, bien entendu, tout aussi bien utiliser un élément

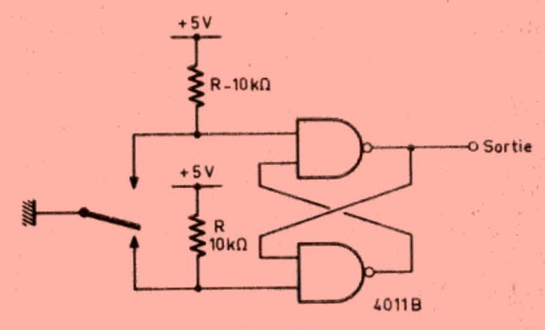


Fig. 1.

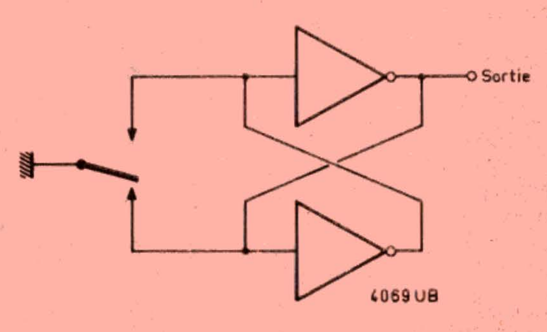


Fig. 2.

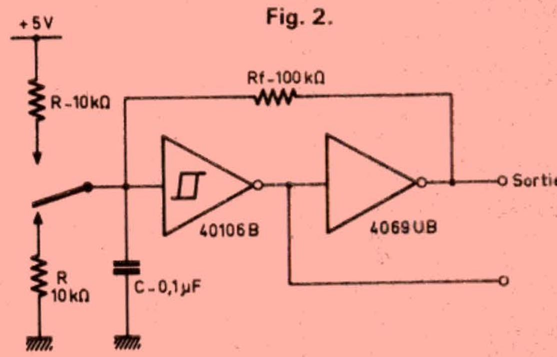


Fig. 3.

d'un quadruple set-reset tout intégré, genre CD 4043. Cependant, il y a, dans un cas comme dans l'autre, dans l'une des résistances R une consommation de repos qui peut être gênante en cas d'alimentation sur batterie.

Alors pourquoi ne pas supprimer, comme le montre la figure 2, les résistances (et leur dissipation) en effectuant la commande du set-reset par court-circuit de l'une de ses sorties ? L'impulsion de commutation qu'on obtient, en pareil cas, est certes de durée suffisamment courte pour qu'il n'y ait de problème ni de consommation ni de dissipation. Mais l'intensité de cette impulsion est telle qu'il peut y avoir excitation d'une oscillation amortie dans le système L-C que le circuit ne manquera pas de constituer avec ses connexions et ses capacités internes.

La solution proposée par l'auteur est celle de la figure 3. Un courant ne circule qu'au moment de la charge et de la décharge du condensateur C qui se trouve à l'entrée d'un trigger de Schmitt CD 40106. Ce dernier se trouve suivi d'un inverseur, alors que R_f constitue la boucle de réaction du set-reset ainsi obtenu. Quand on se contente d'une constante de temps RC relativement faible, on peut remplacer le trigger par un inverseur. Au lieu de connecter deux résistances R sur chacun des contacts fixes de la touche, on peut en placer une dans la connexion menant vers le contact mobile, les contacts fixes étant reliés directement au + 5 V et à la masse.

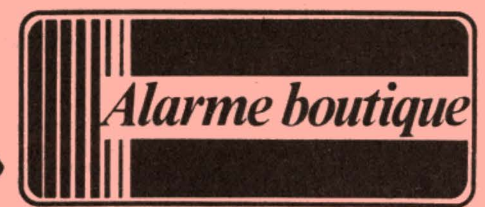
R. Tattersall
Electronic Engineering
Londres
janvier 1984, p. 29

POUR APPARTEMENT

SYSTÈME D'ALARME
A MICROPROCESSEUR **COMPLET**
A PARTIR DE **1800 F.** TTC

voir article n° (4)

ACHETEZ VOTRE SYSTÈME D'ALARME CHEZ



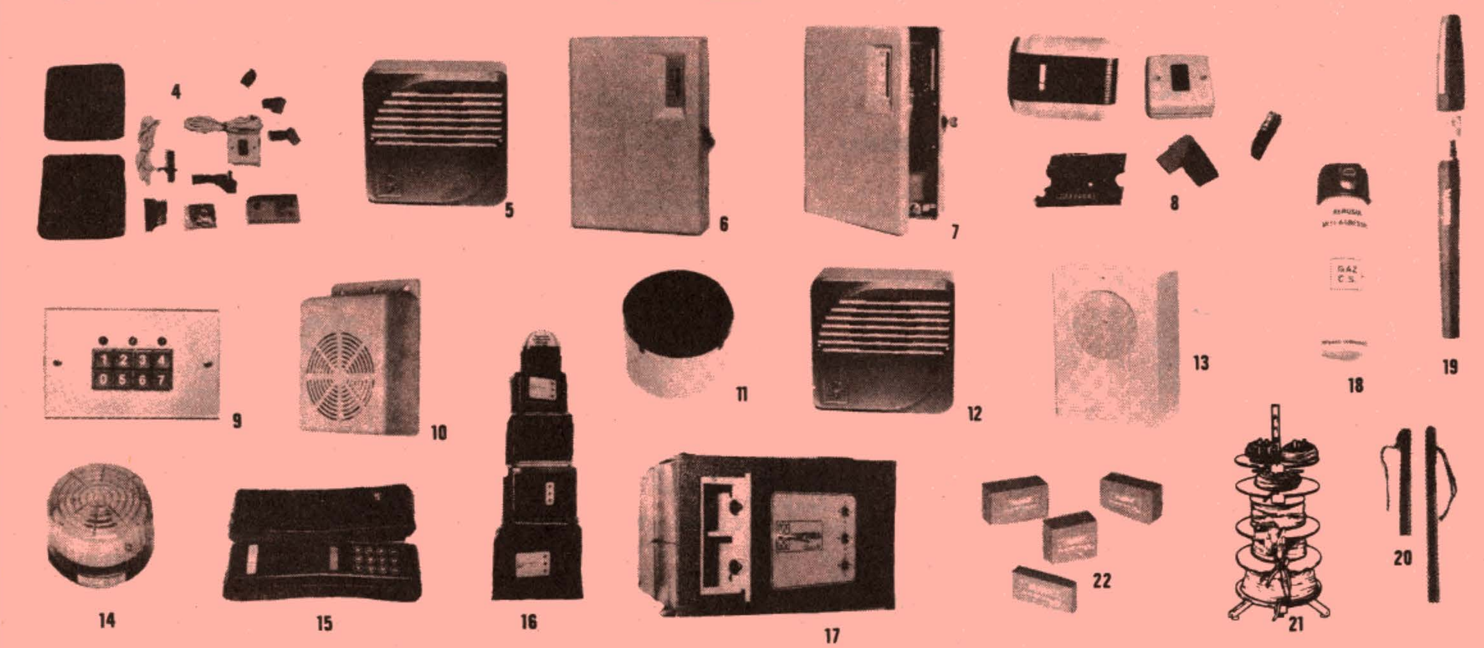
Magasin spécialisé en articles de sécurité

2 ans de garantie pour tout le matériel
PORT GRATUIT pour 2000 Frs d'achat

POUR VOTRE SÉCURITÉ

Alarme-boutique garantie la qualité industrielle de ses electroniques grace à un controle informatique de la production

- Qualité - fiabilité
- Prix professionnels
- Assistance
- sécurité
- conseil
- Choix



	PRIX	PORT
(1) **Réf. 132** — Détecteur d'intrusion piezo-électrique volumétrique à ondes stationnaires miniature. Analyse du signal très sophistiquée. Portée 6 m.	630F	20F
(2) **Réf. 60334** — Radar hyperfréquence professionnel. Détecte le mouvement d'un corps humain dans une pièce. Portée 25 m. Rapport signal/bruit exceptionnel. Appareil normalement utilisé pour la sécurité bancaire.	1240F	45F
(3) **Réf. 136** — Détecteur de rayonnement infra-rouge. Portée 15 m. Détecte la chaleur rayonnée par un corps humain. Très simple à installer. Pas de réglages. Promotion.	670F	30F
(4) **Réf. 904** — Coffret d'installation extraordinaire comprenant : centrale à microprocesseur en boitier alu moulé, très esthétique et de dimensions réduites, intégrant une sirène piézo 120 dB, le chargeur, la batterie et le décodage de la clé électronique de mise en service. Plus 3 clés électroniques. Plus détecteur analogique de tentative d'effraction de la porte. Livret de montage très complet et très clair avec de nombreuses illustrations. Ce système est extensible - voir (5)	1800F	50F
(5) **Réf. 409** — Coffret chargeur avec batterie. Adjoint au kit du (4) permet d'étendre l'installation avec avec tous les types de radars, sirènes supplémentaires, etc... Prix avec batterie .	800F	45F
(6) **Réf. 403** - Centrale professionnelle à 3 entrées pour appartements, pavillons, etc... Permet le branchement de tous détecteurs, toutes sirènes. 5 leds de controle. Centrale permettant la télésurveillance. Centrale complète avec chargeur :	1180F	50F
(7) **Réf 505** — Centrale professionnelle à 5 entrées et 2 zones sélectionnables à distance par clé électronique (1 zone de détection périmétrique + 1 zone volumétrique). Le nec plus ultra de l'alarme. Pour appartements, pavillons, magasins, bureaux, etc... Complète avec chargeur. Promotion .	1800F	60F
(8) **Réf. 456** — Enfin disponible pour le particulier : Contrôle d'accés électronique complet avec 3 clés et électronique de décodage fournissant un contact sec, pour mise en service de systèmes d'alarme, commande de gache électrique, etc... Clé électronique supplémentaire .	550F 90F	30F 5F

	PRIX	PORT
(9) **Réf. 542-80642** — Clavier professionnel avec électronique de décodage séparée (interdit au voleur de mettre l'alarme hors service en frappant sur le clavier). Déclenchement d'alarme facultative lorsque l'on frappe un code érronné. Matériel de très haute qualité et sècurité .	750F	35F
(10) **Réf. 10** — Sirène électronique intérieure 110 dB .	120F	10F
(11) **Réf. 486** — Sirène d'intérieur hyper-puissante à basse consommation et et auto-alimentée .	290F	10F
(12) **Réf. 686** — Sirène auto-alimentée et auto-protégée étanche de grande puissance. Boitier alu moulé sous pression. 130 dB. Pour intérieur et extérieur.	670F	45F
(13) **Réf. 13** — Sirène auto-alimentée, auto-protégée et homologuée. 130 dB.	750F	45F
(14) **Réf. 14** — Flash d'alarme électronique étanche .	370F	25F
(15) Modulophone. Très beau design. Marron - bleu - jaune - rouge - blanc - noir. A partir de .	350F	20F
(16) (17) Coffres forts à encastrer ou à poser. Toutes tailles . Livraison sur toute la France. Documentation et Prix sur demande . A partir de .	1000F	
(18) (19) (20) Documentation et Prix sur demande .		
(21) Tous cables téléphoniques et pour l'alarme 1P - 2P - 3P - 5P - 7P - 10P coaxial couleur blanc ou gris .		
(22) Batteries au plomb gélifié sans entretien. De 1 à 30 AH - ex 6 AH - 12 V Batteries pour télécommande et alarme	250F	40F

VENTE PAR CORRESPONDANCE DANS TOUTE LA FRANCE

Heures d'ouverture : 10 h à 12 h 30 et 13 h 30 à 19 h
du mardi au samedi

CRÉDIT POSSIBLE

Nombreux autres articles de sécurité disponibles

CATALOGUE PROFESSIONNEL...25 Frs
Remboursé pour toute commande supérieure à 100 Frs

OUVERT DU MARDI AU SAMEDI DE 10 HEURES A 19 HEURES

Un technicien se tient gratuitement à votre disposition uniquement sur rendez-vous pour étudier la conception de votre système d'alarme. A l'aide d'un plan des lieux nous vous assurerons une étude professionnelle personnalisée et discrète de votre système que vous monterez vous-même.

Alarme boutique - 17, rue Daniel Stern 75015 Paris - Tél. : (1) 577.84.12 - Métro : Dupleix

Notre courrier TECHNIQUE

Par R.A.RAFFIN

MODALITES DE FONCTIONNEMENT DU COURRIER DES LECTEURS

Afin de nous permettre de répondre plus rapidement aux très nombreuses lettres que nous recevons, nous demandons à nos lecteurs de bien vouloir suivre ces quelques conseils :

- Le courrier des lecteurs est un service gratuit, pour tout renseignement concernant les articles publiés dans LE HAUT-PARLEUR. NE JAMAIS ENVOYER D'ARGENT. Si votre question ne concerne pas un article paru dans la revue et demande des recherches importantes, votre lettre sera transmise à notre laboratoire d'étude qui vous fera parvenir un devis.
- Le courrier des lecteurs publié dans la revue est une sélection de lettres, en fonction de l'intérêt général des questions posées. Beaucoup de réponses sont faites directement. Nous vous demandons donc de toujours joindre à votre lettre une enveloppe convenablement affranchie et self adressée.
- Priorité est donnée aux lecteurs abonnés qui joindront leur bande adresse. Un délai de UN MOIS est généralement nécessaire pour obtenir une réponse de nos collaborateurs.
- Afin de faciliter la ventilation du courrier, lorsque vos questions concernent des articles différents, utilisez des feuilles séparées pour chaque article, en prenant bien soin d'inscrire vos nom et adresse sur chaque feuillet, et en indiquant les références exactes de chaque article (titre, numéro, page).
- Aucun renseignement n'est fourni par téléphone.

RR – 06.01-F : M. Bernard LAFAYE, 41 BLOIS, désire connaître :

1° les caractéristiques et le brochage du circuit intégré NE 543 ;

2° les caractéristiques et les correspondances de différents transistors.

1° Caractéristiques du circuit intégré NE 543 :

Amplificateur d'asservissement pour télécommande proportionnelle. Tension d'alimentation = 3,6 à 6 V ; tension de sortie pour une tension d'entrée de 4,8 V et une charge de 35 Ω = 3,75 V ; courant de sortie = 280 mA ; courant de repos pour une tension d'alimentation de 6 V = 9,5 mA.

Brochage : voir figure RR-06.01.

2° Voici les caractéristiques **maximales** et les correspondances des transistors japonais cités dans votre lettre :

2 SA 12 : germanium PNP ; 16 V ; 15 mA ; 8 MHz. Correspondances : AF 124, AF 126, AF 200, 2N 3323, 2N 3325.

2 SA 350 : germanium PNP ; 20 V ; 10 mA ; 40 MHz. Correspondances : comme pour le type 2 SA 12.

2 SA 565 : silicium PNP ; 50 V ; 0,5 A ; 0,3 W. Correspondances : BC 327, BC 297, BC 727, BC 638, 2N 2906 ou 2907.

A 564 : silicium PNP ; 25 V ; 0,1 A ; 0,25 W. Correspondances : BC 177, BC 204, BC 213, BC 251 ; BC 307.

2 SB 75 : germanium PNP ; 25 V ; 0,1 A ; 0,15 W. Correspondances : AC 122, AC 125, AC 126, AC 151, 2N 1191, 2N 1194.

2 SB 77 : mêmes caractéristiques et mêmes correspondances que le 2 SB 75.

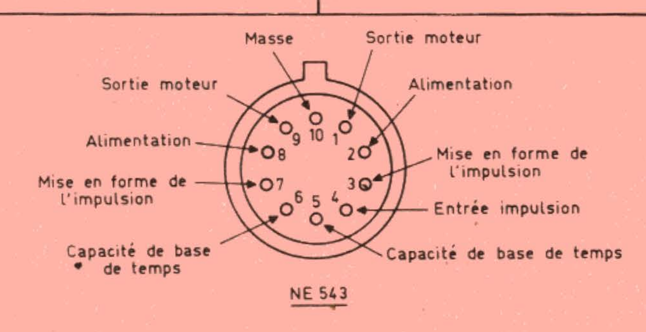


Fig. RR – 06.01

●

RR – 06.03-F : M. Robert RAQUIN, 04 DIGNE, nous demande les caractéristiques, le brochage et les conditions d'emploi du tube d'émission 5 B/254 M.

Voici les caractéristiques du tube 5 B/254 M :

Tétrode d'émission ; chauffage = 6,3 V ; 0,9 A ; S = 6 mA/V ; Wa = 25 W ; F = max. = 125 MHz.

Conditions en amplificateur HF classe C télégraphie :

Va = 600 V ; Vg1 = – 45 V ; Vg2 = 250 V ; Ia = 100 mA ; Ig2 = 7 mA ; Wg1 = 0,2 W – HF ; Wo = 40 W – HF.

Conditions en amplificateur HF classe C téléphonie :

Va = 475 V ; Vg1 = – 85 V ; Vg2 = 215 V ; Ia = 83 mA ; Ig2 = 5 mA ; Wg1 = 0,4 W – HF ; Wo = 27,5 W – HF.

Brochage : voir figure RR-06.03.

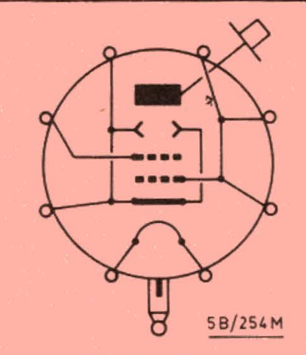


Fig. RR – 06.03

●

RR – 06.05-F : M. Paul BALAHY, 33 LIBOURNE, nous demande :

1° comment effectuer une prise « vidéo » auxiliaire normale sur un téléviseur ?

2° le schéma d'un convertisseur de fréquence 38/27 MHz de préférence avec un circuit intégré SO 42 P.

1° Sur tout téléviseur, la sortie « vidéo » correspond au fil ou au câblage **sortant** de l'étage de détection-vidéo et

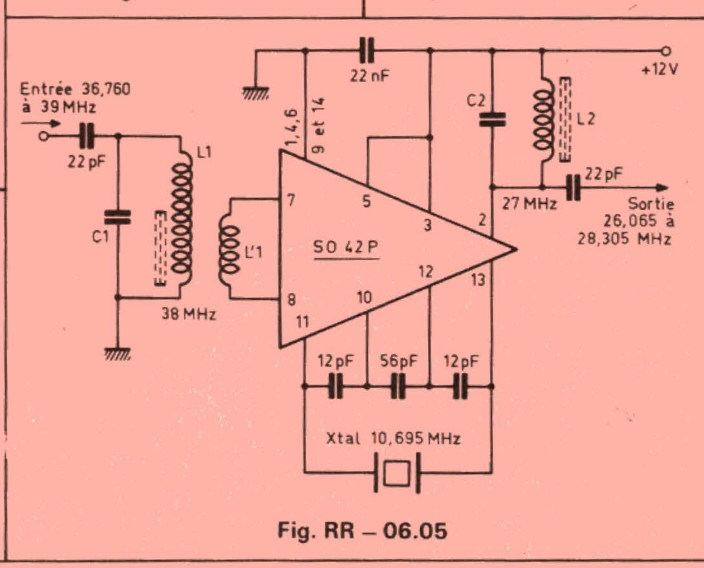


Fig. RR – 06.05

aboutissant à l'entrée des étages amplificateurs vidéo.

Par voie de conséquence, l'entrée « vidéo » correspond précisément à ce fil ou câblage **aboutissant** aux étages amplificateurs vidéo.

Si entrée et sortie sont nécessaires, il est bien évident que ce fil ou câblage doit être sectionné et qu'une commutation doit y être installée.

En l'absence de tout schéma du téléviseur, il va de soi que nous ne pouvons pas être plus précis.

2° Veuillez prendre connaissance sur la figure RR-06.05 d'un montage convertisseur de fréquence à circuit intégré SO 42 P pour une entrée de 36,760 à 39 MHz et pour une sortie de 26,065 à 28,305 MHz.

Les circuits accordés L_1 + C_1 et L_2 + C_2 doivent être réglés après installation respectivement vers 38 et 27 MHz (réglages au dip-mètre, par exemple). L'un comporte la moitié du nombre de tours de L_1. L'oscillateur local est à quartz (Xtal = 10,695 MHz).

●

RR – 06.07-F : M. René MAGNIN, 33 LANNION :

1° nous demande de nombreux renseignements concernant l'émission d'amateur ;

2° désire connaître les caractéristiques et les brochages des lampes OA2, EC157 et 4 × 250 B.

1° Nous vous prions de bien vouloir vous reporter à notre ouvrage « L'Emission et la Réception d'Amateur » – 11e édition – à partir de la page 590, ouvrage dans lequel vous trouverez la description des appareils nécessaires à la mise au point d'une antenne (dip-mètre, impédancemètre, TOS-mètre, etc., ainsi que la procédure de mise au point à mettre en œuvre (ouvrage en vente à la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 PARIS).

Mais nous vous précisons tout de suite qu'une antenne, quelle qu'elle soit, ne se met pas au point en agissant sur la longueur du câble coaxial y aboutissant !

2° Caractéristiques et brochages des lampes suivantes :

OA 2 : stabilisateur de tension à gaz et à cathode froide ; tension d'amorçage = 185 V ; tension régulée = 150 V ; courant interne max. = 30 mA.

EC 157 : triode spéciale UHF.
Chauffage = 6,3 V 0,735 A ; Va = 180 V ; Vg = – 1,25 V ; Ia = 60 mA ; S = 21 mA/V ; k = 43 ; Wa = 12,5 W ; F max. = 4 GHz.

4 X 250 B : tétrode d'émission. Chauffage = 6 V 2,6 A ; S = 12 mA/V ; Wa = 250 W ; F max. = 500 MHz.

Conditions en amplificatrice HF classe C/CW :
Va = 2 000 V ; Vg1 = – 90 V ; Vg2 = 300 V ; Ia = 250 mA ; Ig2 = 10 mA ; Ig1 = 25 mA ; Wg1 = 1,7 W – HF ; Wo = 225 W – HF.

Brochage : voir figure RR-06.07.

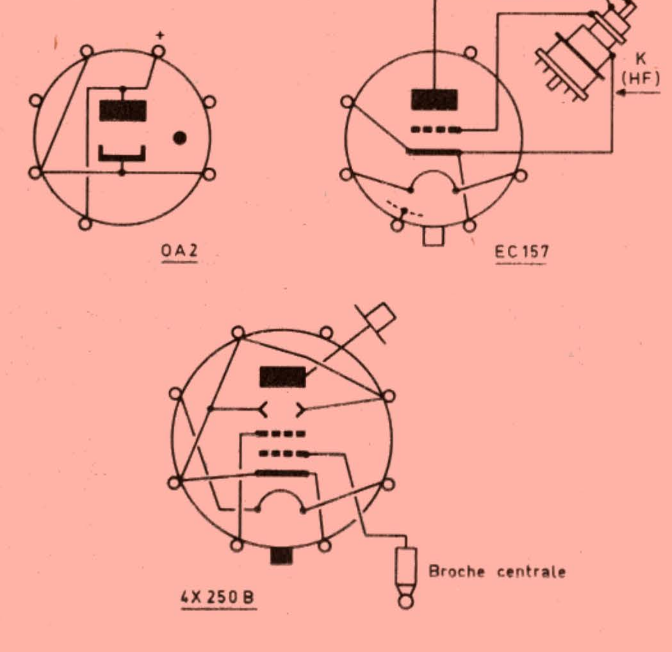


Fig. RR – 06.07

●

RR – 06.09-F : M. Maurice DEVAUX, 09 FOIX :

1° nous demande comment réaliser une alimentation secteur pour un récepteur batterie des années 20 (pièce de musée !) ;

2° désire obtenir les caractéristiques et les brochages des lampes 6211 et 6463.

1° Pour l'alimentation d'un ancien récepteur batterie à partir du secteur, il faut évidemment réaliser les alimentations « secteur » adéquates, c'est-à-dire fournissant les tensions et intensités requises **en courant continu.** Pour élaborer le schéma d'une telle alimentation, il serait indispensable de nous communiquer tout d'abord les renseignements suivants :

a) tension et intensité de chauffage (tension de 4 V vraisemblablement) ;

b) tension et intensité anodique (tension de l'ordre de 80 V très probablement) ;

c) tension de polarisation (une ou plusieurs selon le type de récepteur).

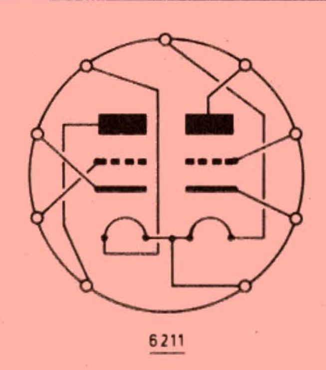
Certes, il ne s'agit là que de montages d'alimentation très classiques à élaborer ; néanmoins, nous ne vous dissimulerons pas que, présentement, la réalisation **pratique** risque d'être extrêmement difficile... les composants nécessaires, n'étant plus fabriqués (transformateurs, par exemple), sont donc presque impossibles à se procurer (à moins que vous en disposiez dans vos fonds de tiroirs !).

2° Voici les renseignements concernant les lampes citées :

6211 : double triode. Chauffage = 12,6 V 0,15 A ou 6,3 V 0,3 A.
Va = 100 V ; Vg = – 2 V ; Ia = 6,6 mA ; S = 4,7 mA/V ; k = 31 ; ρ = 6,5 kΩ ; Vg osc. = – 8 V ; Wa = 1 W.

6463 : double triode. Chauffage = 12,6 V 0,3 A ou 6,3 V 0,6 A.
Va = 250 V ; Ia = 14,5 mA ; S = 5,2 mA/V ; ρ = 3 850 Ω ; k = 20 ; Rk = 620 Ω ; Vg osc. = – 11 V ; Wa = 4 W.

Brochages : voir figure RR-06.09.



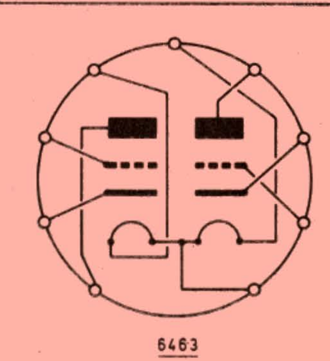


Fig. RR – 06.09

●

RR – 06.10-F : M. Jean MATHEVET, 75011 PARIS, nous demande :

1° les caractéristiques et le brochage du tube cathodique DG 13-34 ;

2° le schéma d'un contrôleur CW.

1° Caractéristiques du tube cathodique DG 13-34 :

chauffage = 6,3 V 0,3 A. Vg2 + g4 + g5 = 2 000 V ; Vg3 = 400 à 690 V ; Vg1 = –45 à –75 V ; diamètre d'écran = 130 mm ; trace verte ; sensibilités 0,40 et 0,52 mm/V. Brochage : voir figure RR-06.10.

2° Votre lettre n'est pas très claire. Si nous comprenons bien le sens de votre demande, vous voulez réaliser un monitor pour le contrôle auditif de la manipulation d'un émetteur « graphie ».

S'il s'agit bien de cela et pour que ses rôles de monitor et de contrôle soient parfaitement remplis, cet appareil doit être absolument autonome et surtout **être commandé** par la HF de l'émetteur.

Nous vous prions de bien vouloir vous reporter aux pages 236 et 237 de l'ouvrage « l'Emission et la Réception d'Amateur » (11e édition) où un monitor de ce genre est proposé (en vente à la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 PARIS).

●

RR – 06.11-F : M. Pierre GLADE, 42 ST-GENEST-LERPT, nous demande le schéma d'un variateur manuel de lumière pour une lampe de 24 V, puissance 150 W.

Un montage de ce genre est représenté sur la figure RR-06.11. Le réglage de l'intensité lumineuse s'effectue par la manœuvre du potentiomètre Pot. de 50 kΩ à variation linéaire.

D est une diac du type V 413 (SESCOSEM) ; le triac Q est du type ESM 193-400 (même marque) ou type similaire.

La résistance ajustable de 100 kΩ doit être réglée pour obtenir l'extinction de l'ampoule lorsque le potentiomètre Pot. est à sa valeur maximale de résistance.

Nous rappelons ici que les variateurs de lumière à triac fonctionnant sous basse tension (24 V) ne sont pas toujours très progressifs... Si la tension de 24 V est obtenue à partir du secteur par l'intermédiaire d'un transformateur abaisseur de tension, il est généralement préférable d'utiliser un variateur conçu pour agir sur le **primaire** 220 V de ce transformateur.

●

RR – 06.12 : M. Jean-Claude MARTIN, 14 CAEN, sollicite nos conseils pour l'installation de divers haut-parleurs à l'intérieur d'une enceinte acoustique.

D'après les caractéristiques que vous nous communiquez au sujet des trois haut-parleurs à votre disposition, il y a une impossibilité technique en ce qui concerne le haut-parleur de plus grand diamètre dont l'impédance est de 4 Ω, alors que l'impédance des deux autres est de 8 Ω.

Pour obtenir un fonctionnement correct, nous vous rappelons que les trois haut-parleurs associés dans une enceinte acoustique et couplés entre eux par un filtre à trois voies, doivent tous présenter la même impédance (celle-ci devant être par ailleurs égale à l'impédance de sortie de l'amplificateur BF).

Il est hors de question de jouer sur la valeur des composants du filtre à trois voies pour compenser ou corriger l'impédance trop faible du haut-parleur de 4 Ω. La solution passe tout simplement par l'utilisation d'un boomer de 8 Ω.

●

RR – 06.13 : M. Daniel GREGOIRE, 63 CHABRELOCHES, nous soumet un problème concernant une installation assez particulière d'antennes de télévision.

Le fait d'installer vos antennes de télévision au sommet de la petite colline voisine vous apportera très probablement une nette amélioration, le champ en microvolts devant être certainement plus intense sur ce point haut qu'au fond de la vallée.

Néanmoins, vous nous annoncez une liaison à l'habitation par l'intermédiaire d'un câble coaxial qui présentera une longueur d'au moins 100 m. De ce fait, il importe de compenser l'affaiblissement dû à cette importante longueur de câble en installant un préamplificateur au départ du câble coaxial (c'est-à-dire juste au-dessous des antennes).

L'alimentation sera installée à l'entrée « antenne » vers le téléviseur, et le courant d'alimentation pour le préamplificateur (24 V) sera véhiculé par le câble coaxial lui-même.

En matériel PORTENSEIGNE, nous vous suggérons :

– Préamplificateur à très large bande 40 à 860 MHz (bandes

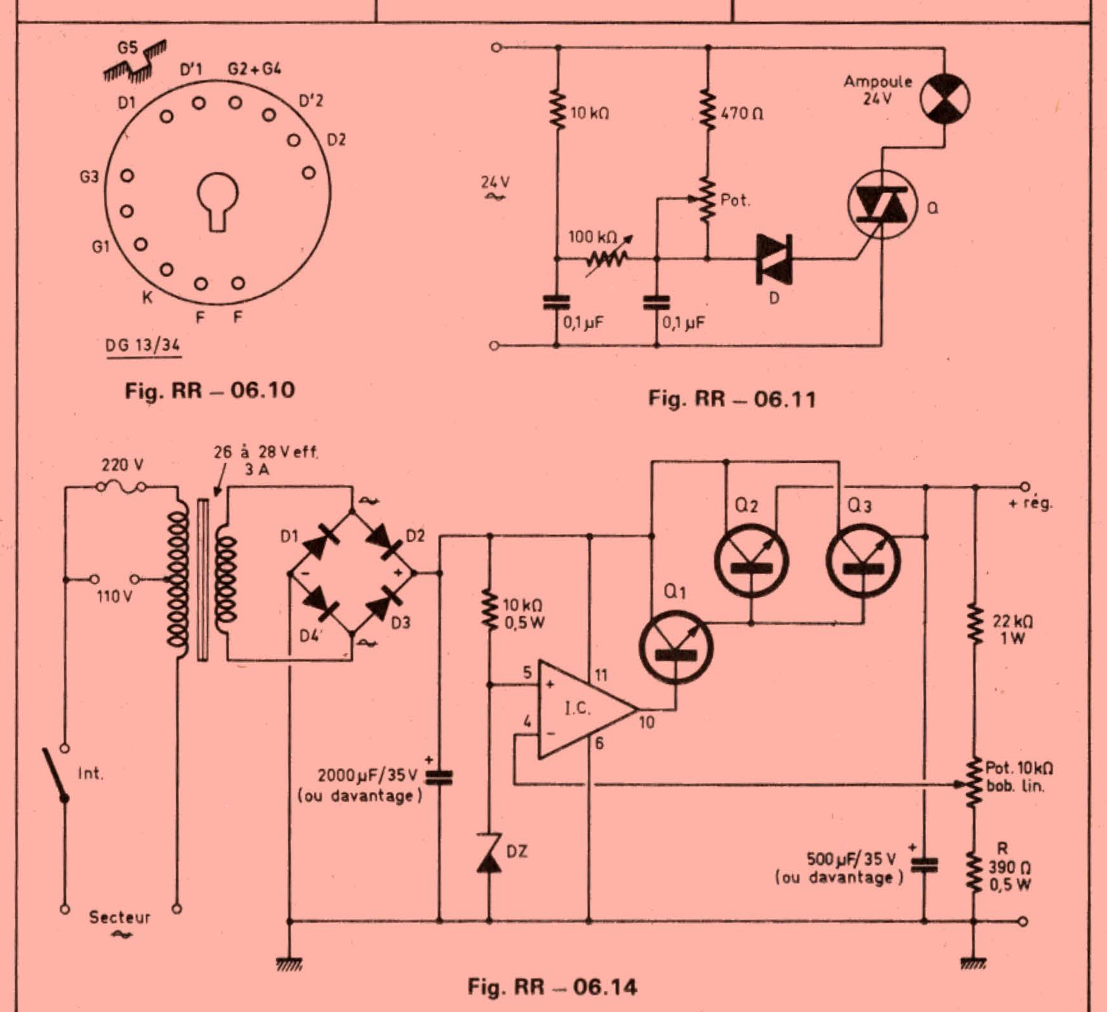


Fig. RR – 06.10

Fig. RR – 06.11

Fig. RR – 06.14

VHF et UHF) ; gain 14,5 dB.
– Alimentation secteur correspondante 24 V (négatif à la masse).

●

RR – 06.14-F : M. Jean-Charles CHAPUIS, 71 CHALON-SUR-SAONE, nous demande le schéma d'une alimentation régulée et réglable, 30 V maximum, 2 à 3 A, et utilisant un circuit intégré µA 741 DC ou SFC 2741 EC.

Le schéma de cette alimentation est représenté sur la figure RR – 06.14 ; les caractéristiques des éléments sont indiquées sur ce schéma.

Par ailleurs, nous avons :
D_1, D_2, D_3, D_4 = quatre diodes BYX 45/600 ou BYX 38/300, ou pont moulé B 4 Y 2/140 M.
Q_1 = 2N 1613 ou 2N 1711.
Q_2 = Q_3 = 2N 3055.
IC = µA 741 DC ou SFC 2741 EC (brochage indiqué sur la figure).

Les transistors ballasts Q_2 et Q_3 doivent être montés sur un refroidisseur en aluminium moulé.

Pour atteindre des tensions très basses, il pourra être nécessaire de diminuer notablement la valeur de la résistance R (390 Ω sur le schéma). Il ne faut cependant pas oublier que pour les tensions inférieures à 10 V environ, il ne faut pas demander l'intensité maximale (ou alors pendant des temps assez courts), car la dissipation thermique des transistors ballasts Q_2 et Q_3 pourrait atteindre des zones dangereuses.

●

RR – 06.16 : M. Ernest BERNAUD, 66 PERPIGNAN, nous demande des explications et nous fait part de ses idées au sujet du calcul des amplificateurs à transistors.

Nous ne voulons pas détruire brutalement vos idées personnelles, mais elles nous paraissent assez particulières et il semble bien que vous soyez à côté du sujet... tout au moins en ce qui concerne la façon dont vous conduisez vos calculs.

Nous vous conseillons la lecture de l'ouvrage « Cours moderne de radio-électronique » (Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 PARIS) :

A partir de la page 244 : calcul des amplificateurs BF à transistors.

A partir de la page 281 : calcul des amplificateurs HF ou MF à transistors.

D'autre part, comme nous le disons souvent, la théorie est une chose, la pratique en est une autre ! Certes, il faut de la théorie et des calculs pour élaborer et dégrossir un montage ; mais professionnellement, nous n'avons que très rarement rencontré une maquette issue de calculs fonctionner correctement dès sa mise sous tension. D'ailleurs, une maquette est généralement réalisée pour cela, c'est-à-dire pour pouvoir tenir compte des **impondérables** (ce que la théorie ne saurait faire), pour rectifier certaines valeurs d'après mesures afin d'obtenir un fonctionnement parfait, etc.

●

RR – 06.17 : M. Jean-François MURON, 45 PITHIVIERS, nous fait part de ses considérations (appuyées par de savants calculs) au sujet de l'antenne W3 DZZ utilisée en émission sur les bandes décamétriques par de nombreux radioamateurs.

Nous regrettons d'être obligés de prendre le risque de vous décevoir, mais tous vos calculs ne peuvent absolument pas convaincre... car vous ne semblez pas avoir compris le mode de fonctionnement de l'antenne W3 DZZ !

Sur 80 mètres, l'aérien vibre en demi-onde (antenne du type raccourcie avec allongement artificiel grâce à l'effet des circuits oscillants des trappes). Sur 40 mètres, il vibre normalement en demi-onde, les trappes se comportant ici comme des « bouchons » isolants.

Sur 20 mètres, l'antenne vibre en trois demi-ondes, en cinq demi-ondes sur 15 mètres et en sept demi-ondes sur 10 mètres. Cela parce qu'il faut tenir compte que le développement total de l'antenne est de l'ordre de 33 mètres, et que plus on monte en fréquence, plus l'apport des circuits parallèles des trappes est estompé.

Nous devons ajouter que cette façon de concevoir les modes de vibration d'une antenne W3 DZZ n'est pas une vue de l'esprit ; la démonstration en a été faite par un OM qui s'est « amusé » à aller voir de très près ce qui se passait **tout au long du fil** pour chaque bande décamétrique (l'antenne ayant servi pour cette expérience était le type 2 kW de FRITZEL).

Nous sommes donc toujours en présence d'un nœud de tension (ou ventre de courant) au centre géométrique de l'antenne et nous avons des T.O.S. plus élevés sans que l'on n'en sache rien et sans que l'on crie au secours ! Car dans ce domaine aussi, il importe de comprendre et d'ouvrir les yeux.

Prenons le cas (que vous qualifiez de désespéré !) d'un T.O.S. de 3. Avec un tel T.O.S., on pert 25 % de la puissance disponible. Supposons que vous soyez reçu S9 avec 100 W et un T.O.S. de 1 ; avec le T.O.S. de 3, vous n'allez donc rayonner que 75 W, et cela va se traduire par une baisse d'un tiers de point S chez votre correspondant (puisque l'écart d'un point S correspond à un rapport de puissance de 4), soit environ –2 dB. Y a-t-il là vraiment raison de parler d'un cas désespéré ? !

●

RR – 07.01 : M. Alain ROUDON, 75008 PARIS, nous demande :

1° notre avis sur une modification qu'il envisage d'apporter à un égaliseur BF 10 voies ;

2° s'il est vrai que des radioamateurs peuvent provoquer des brouillages sur des téléviseurs de leur voisinage ;

3° s'il est exact que le trafic dans la bande 144 MHz n'est soumis à aucune licence, ni aucun examen préalable (comme pour la C.B.).

1° Les circuits LCR utilisés en BF sont assez peu sélectifs. Le résultat est que dans le schéma que vous nous soumettez (égaliseur à 10 voies), chaque voie a déjà tendance à chevaucher notablement sur ses voisines adjacentes. En conséquence, l'extension à 30 voies serait aussi ridicule qu'inutile !

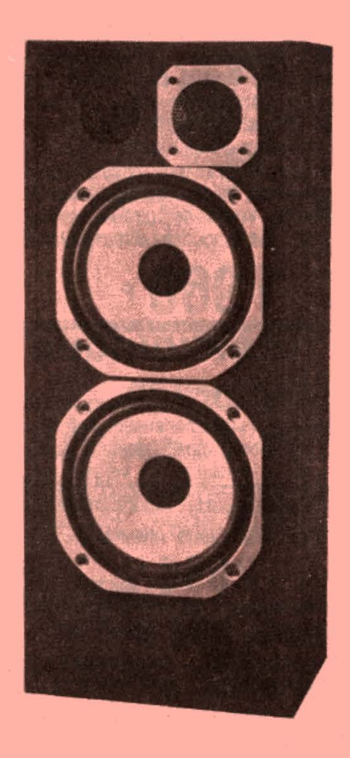
Bien entendu, nous pourrions vous indiquer le nombre de tours pour réaliser telle ou telle bobine présentant telle ou telle inductance, à condition que vous nous indiquiez les dimensions du pot magnétique et son coefficient de perméabilité magnétique (selon le type de ferrite). Mais, de toute façon, ce nombre de tours déterminé par le calcul ne peut être qu'approximatif. La mise au point de la valeur d'un bobinage ne peut être exécutée qu'ensuite, par la mesure de son inductance (inductancemètre ou pont de mesure d'inductance).

2° Il est vrai que certaines stations de radioamateurs peuvent provoquer du QRM-TV, notamment lors du trafic dans la bande 28 à 30 MHz... encore que cela dépende des matériels employés. Sur les autres bandes décamétriques ou VHF, il n'y a pratiquement pas de TVI à craindre.

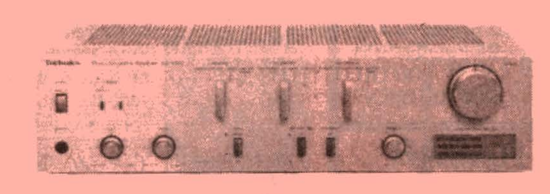
3° Pour trafiquer sur la bande 144 MHz, contrairement à ce qui vous a été dit, il faut subir l'examen d'opérateur radiotéléphoniste (pas d'épreuve de télégraphie) et avoir une licence et un indicatif.

●

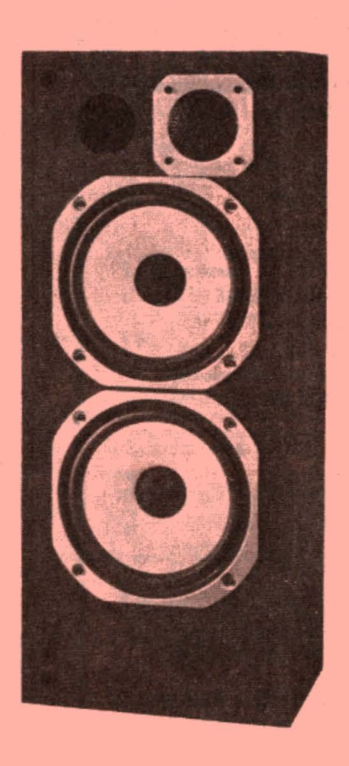
Sélection de chaines HIFI











CHAINE TECHNICS SU-V 303

Cette chaîne comprend :
– un amplificateur **TECHNICS SU-V 303 ;**
– une table de lecture **TECHNICS SL-B 210 ;**
– un magnétocassette **TECHNICS RS-M 226 ;**
– deux enceintes acoustiques **3 A ACADEMIC 90.**

L'amplificateur TECHNICS SU-V 303 :
Puissance : 2 × 40 W/ 8 Ω.
Distorsion harmonique : 0,005 %.
Rapport signal/bruit phono : 76 dB.
Bande passante phono : 20 à 20 000 Hz ± 0,8 dB.

La table de lecture TECHNICS SL-B 210 :
Table de lecture semi-automatique à entraînement par courroie.
Pleurage et scintillement : 0,045 %.
Ronronnement : 70 dB.

Le magnétocassette TECHNICS RS-M 226 :
Réducteur de bruit : Dolby B et C.
Pleurage et scintillement : 0,048 % (WRMS).
Bandes acceptées : normale, CrO_2, métal.
Bande passante : 20 à 18 000 Hz (métal).
Rapport signal/bruit : 75 dB (métal et Dolby C).

L'enceinte acoustique 3 A ACADEMIC 90 :
Puissance : 70 W.
Sensibilité : 95 dB/ 1 W/ 1 m.
Bande passante : 60 à 20 000 Hz.
Impédance : 8 Ω.

CHAINE TECHNICS SU-Z 45

Cette chaîne comprend :
– un amplificateur **TECHNICS SU-Z 45 ;**
– un tuner **TECHNICS ST-Z 55L ;**
– une table de lecture **TECHNICS SL-B 210 ;**
– deux enceintes acoustiques **DYNAMIC SPEAKER DS 906.**

L'amplificateur TECHNICS SU-Z 45 :
Puissance : 2 × 43 W/ 8 Ω.
Distorsion harmonique : 0,03 %.
Rapport signal/bruit phono : 75 dB.
Bande passante phono : 20 à 20 000 Hz ± 0,8 dB.

Le tuner TECHNICS ST-Z 55L :
Gammes : PO - GO - FM.
Sensibilité FM : 0,9 µV.
Distorsion harmonique : 0,08 % (mono).
Rapport signal/bruit FM : 70 dB (mono).
Sélectivité FM : 65 dB.

La table de lecture TECHNICS SL-B 210 :
(Voir chaîne précédente).

L'enceinte acoustique DYNAMIC SPEAKER DS 906 :
Enceinte à trois voies.
Puissance : 60 W.
Impédance : 8 Ω.
Bande passante : 43 à 20 000 Hz.

CHAINE AKAI AM-43

Cette chaîne comprend :
– un amplificateur **AKAI AM-U3 ;**
– un tuner **AKAI AT-S3L ;**
– une table de lecture **AKAI AP-Q 310 ;**
– deux enceintes acoustiques **SIARE CLUB 80.**

L'amplificateur AKAI AM-U3 :
Puissance : 2 × 52 W/ 8 Ω.
Rapport signal/bruit phono : 100 dB ; aux. : 72 dB.
Distorsion : 0,02 % à 45 W.
Bande passante : 15 à 60 000 Hz.

Le tuner AKAI AT-S 3L :
Gammes d'ondes : PO, GO, FM.
Sensibilité : 11,2 dBf.
Distorsion FM : 0,1 % (mono) ; 0,3 % (stéréo).

La table de lecture AKAI AP-Q 310 :
Platine tourne-disque automatique à entraînement direct.
Fluctuations : 0,04 %.
Rapport signal/bruit : 73 dB.

L'enceinte acoustique SIARE CLUB 80 :
Puissance : 80 W.
Enceinte à trois voies.
Rendement : 92 dB/ 1 W/ 1 m.
Bande passante : 70 à 20 000 Hz.

Pratique de la Mesure

L'OSCILLOSCOPE

(Suite voir N°s 1706 et 1707)

Nous avons vu, le mois dernier, comment calculer les éléments des cellules d'atténuation de la voie verticale de l'oscilloscope.
Un réglage de chaque cellule doit être fait pour une bonne transmission. La méthode classique utilisée est celle du « signal rectangulaire ». On injecte le signal rectangulaire dans l'entrée de la voie verticale. Les cellules d'atténuation sont réglées pour que la forme du signal soit parfaitement respectée. Se reporter à la figure 1 redonnant le schéma de l'atténuateur :
– Si le condensateur C_1 a une valeur insuffisante, les fréquences élevées passent mal et le signal est arrondi (voir fig. 2a).
– Si le condensateur C_1 a, au contraire, une valeur excessive, les fréquences élevées passent trop et le signal est différencié et présente des dépassements (voir fig. 2b).

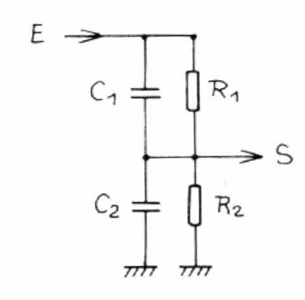


Fig. 1. – Cellule atténuatrice.

La cellule 50 mV de la figure 3, que nous vous redonnons, pour vous éviter de retourner au numéro précédent, n'est pas atténuatrice, puisque R_{22} est directement aux bornes du signal. Cette résistance fait uniquement fonction de retour de masse. Elle mesure donc 1 MΩ. La paire C_{17}/R_{21} est destinée à protéger l'entrée du FET et ses diodes associées. En effet, ces dernières évitent à la tension de *gate* de dépasser leur seuil critique : c'est 0,6 V par diode, soit donc entre + 1,2 V et – 1,2 V, puisque deux

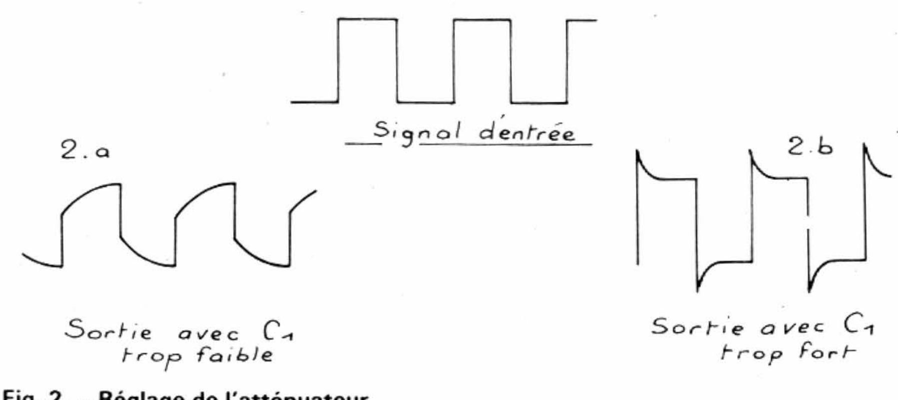


Fig. 2. – Réglage de l'atténuateur.

diodes sont en série. Toutefois, pour que cette protection se fasse, il faut limiter le courant. C'est le rôle de R_{21}.

Ainsi, si l'on applique 20 V sur l'entrée 50 mV, en choisissant R_{21} = 200 kΩ, par exemple, on a I = (20 – 1,2)/200 000 = 94 μA, que les diodes absorbent sans aucune difficulté. Sans R_{21}, il y aurait eu sans aucun doute claquage des diodes. C_{17} compense R_{21} aux fréquences élevées.

Observons enfin la liaison entre l'atténuateur et la borne d'entrée :

– Pour la position dessinée de l'inverseur double, cette borne d'entrée est reliée à l'entrée de l'atténuateur. C'est donc la position normale d'emploi.

– Si cet inverseur est commuté vers le bas, la borne d'entrée est déconnectée et l'entrée de l'atténuateur est reliée à la masse. Cette position permet de faire le réglage du zéro (comparable à l'ajustage de la position de repos de l'aiguille d'un galvanomètre). Ici l'ajustage se fait par P_3 de cadrage. A noter, d'ailleurs, que si le zéro de la déviation se fait classiquement au milieu de l'écran, on peut aussi le déporter vers le haut ou vers le bas pour l'observation de signaux essentiellement négatifs ou positifs. Pendant ce réglage, le signal à observer n'est pas court-circuité, ce qui pourrait être grave pour l'électronique le générant !

L'amplificateur de la figure 3, comme celui de tous les oscillos modernes, « passe le continu ». Toutes les liaisons entre étages sont directes : la bande passante va de 0 à 6 MHz ! L'avantage est important puisque le spot nous indique alors les niveaux instantanés exacts par rapport à une référence de potentiel (masse en général). Toutefois, il arrive souvent qu'une tension alternative faible soit superposée à une tension continue élevée. Difficulté que nous avons déjà rencontrée avec le contrôleur universel et qui avait donné naissance à la fonction OUTPUTMETRE, rappelez-vous ! Nous avions simplement intercalé un condensateur dans la liaison ! Ici, mêmes causes et même remède. C'est la raison d'être du condensateur C_{12}.

– Si l'interrupteur parallèle est fermé, C_{12} est court-circuité et l'ampli transmet la composante continue du signal. Ce sera le cas de tous les si-

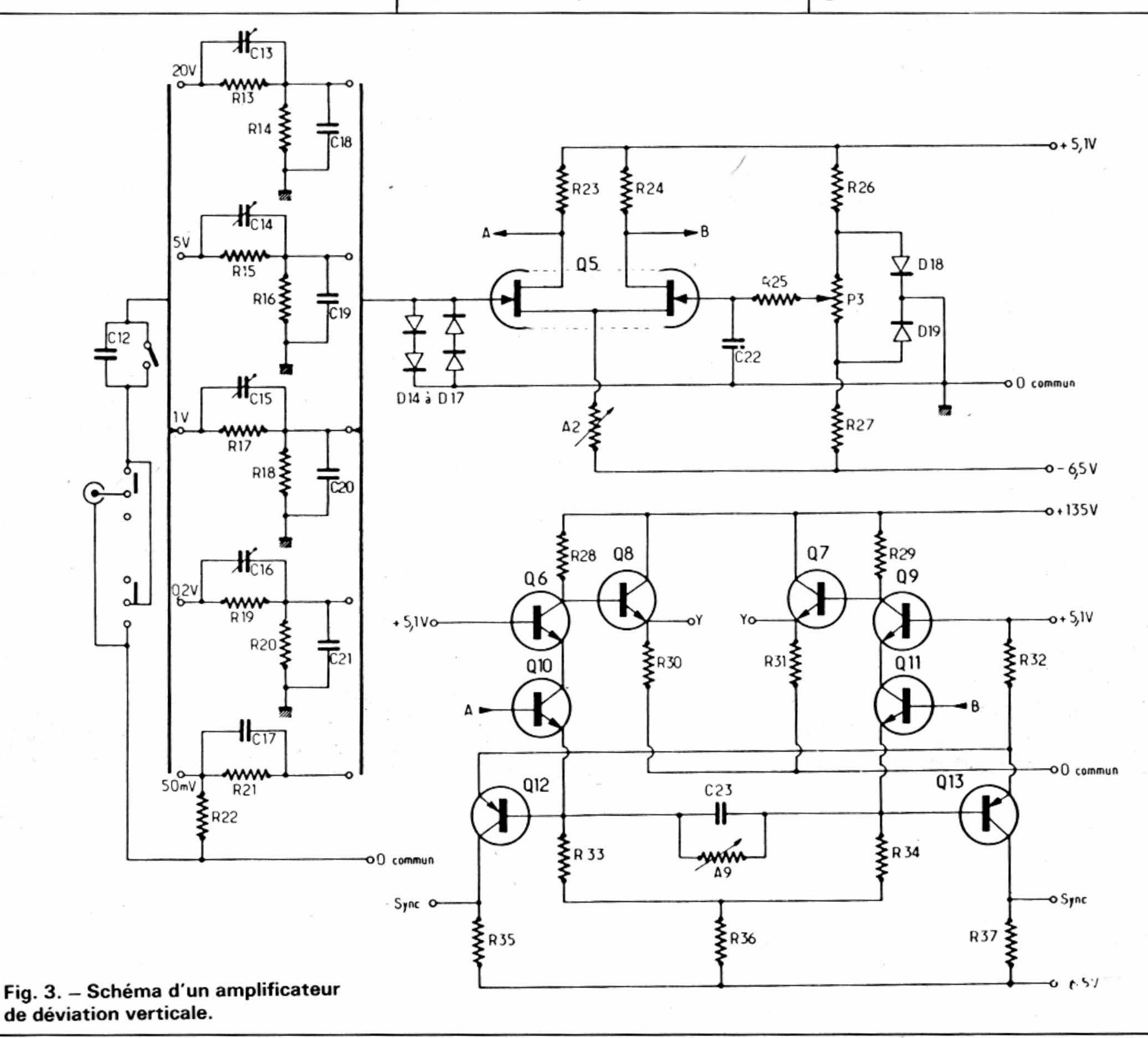


Fig. 3. – Schéma d'un amplificateur de déviation verticale.

gnaux alternatifs pour lesquels la tension moyenne est de l'ordre de grandeur de la tension crête-à-crête.

– Si l'interrupteur est ouvert, la composante continue est bloquée. Seules passent les variations alternatives à fréquence suffisante (C_{12} et R_e, de l'oscilloscope, constituant en fait un filtre passe-haut !). On utilise ce mode à chaque fois que le niveau continu du signal est important en face de ses variations. L'exemple typique étant celui de l'observation de la tension de ronflement de la sortie d'une alimentation. C'est le cas aussi des signaux BF faibles, observés sur le collecteur d'un transistor amplificateur.

Sonde d'entrée

L'oscilloscope seul est un voltmètre assez médiocre, nous l'avons vu ! Son impédance d'entrée de 1 MΩ est souvent trop basse, ce qui perturbe le montage sous test. De plus, nous avons également parlé de la nécessité de la compensation des cellules de l'atténuateur, rendue nécessaire par les inévitables capacités parasites du câblage, mais aussi par les capacités dynamiques des semi-conducteurs d'entrée de l'ampli. Il est très difficile de descendre en dessous de la vingtaine de picofarads. En fait, la quasi-totalité des oscilloscopes accusent une trentaine de pF. Ce n'est pas négligeable ! La connexion d'une telle capacité est très perturbante pour de nombreux montages. Mais un autre élément doit aussi être considéré. C'est la liaison oscillo-montage. Certes, il est possible de se servir d'un simple fil, tant côté froid (masse) que côté chaud (entrée Y). Si les signaux sont prélevés à fort niveau (plusieurs volts !), en des points où l'impédance est basse (de l'ordre de la centaine d'ohms au moins !), la solution est acceptable ! Mais, dès qu'il s'agit d'observer des signaux faibles, sous impédance moyenne ou élevée (> 100 kΩ), un fil de liaison nu captera malheureusement des parasites d'induction très perturbants : en particulier un « ronflement » à 50 Hz provenant des appareils et lignes secteur de l'environnement. L'observation va alors s'avérer impossible ! Il faut dans ce cas avoir recours à une liaison blindée, séparant « le bon grain de l'ivraie » et montrant le signal utile sans anomalie. Un tel câble blindé de liaison est presque toujours indispensable !

Mais, revers de la médaille, ce câble constitue entre âme et blindage un superbe condensateur, dont la capacité va s'ajouter à la trentaine de pF déjà existants. Quand on sait qu'un câble, genre TV, fait environ 70 pF au mètre, on comprend vite qu'un problème supplémentaire se pose ! Il serait surprenant que les fréquences élevées du signal atteignent bien l'entrée de l'oscillo si elles sont « court-circuitées » par une centaine de picofarads !

La solution de tous ces problèmes : le sonde atténuatrice ! Il s'agit tout simplement d'une cellule atténuatrice additionnelle, le plus souvent de rapport 1/10, pour simplifier son utilisation (voir fig. 4). On y retrouve les deux parties de la figure 1 :

– R_1 et C_1 en bout de câble blindé, dans la pointe de touche.

– R_2 et C_e sont la résistance et la capacité d'entrée de l'oscilloscope.

Exemple : $R_2 = 1\ M\Omega$
$C_e = 30\ pF$

Mais la capacité C_2 effective de la deuxième partie de la cellule est constituée en fait de C_e en parallèle avec la capacité C_c du câble de liaison.

$C_2 = C_e + C_c$

soit :

$C_2 = 30 + 70 = 100$ pF environ.

Pour une atténuation de 10, il faut que $R_1 + R_2 = 10\ R_2$

$R_1 = 10R_2 - R_2 = 9R_2$

$R_1 = 9 \times 1\ M\Omega = 9\ M\Omega$

La sonde atténuatrice devra être compensée comme les autres cellules de l'atténuateur. Il faut que :

$R_1\ C_1 = R_2\ C_2$

soit :

$C_1 = 1 \times 100/9 \simeq 11$ pF

La capacité d'entrée de la sonde est constituée de C_1 en série avec C_2, soit :

$C_s = C_1\ C_2/(C_1 + C_2)$

$C_s \simeq 10$ pF

Nous pouvons alors remarquer :

– que l'impédance d'entrée « sonde + oscillo » passe à 10 MΩ ($R_1 + R_2$), ce qui améliore de 10 fois les performances *voltmètre* de l'oscilloscope. Nous nous retrouvons à égalité avec le voltmètre numérique ;

– que la capacité d'entrée est réduite à 10 pF, ce qui est nettement meilleur, même si ce n'est pas parfait !

– que l'influence néfaste du câble blindé de liaison est totalement éliminée, sa capacité parasite contribuant à la compensation de l'atténuateur ainsi constitué. De plus la liaison est blindée et donc exempte de perturbations diverses ;

– que la bande passante de l'oscilloscope est sauvegardée si la sonde est parfaitement compensée par le réglage de C_1.

Attention cependant : comme C_e (capacité d'entrée de l'oscillo) fait partie de C_2, il est indispensable que cette valeur soit bien constante, de gamme en gamme de l'atténuateur de l'appareil. Faute de quoi, chaque changement de gamme nécessitera une retouche de C_1 pour refaire la compensation. Ce serait très gênant !

Nous vous renvoyons à la fin de l'article du mois dernier dans lequel nous avions déjà évoqué ce problème. Vous devez maintenant mieux comprendre le rôle de C_{adj} justement prévu en conséquence.

Seul point négatif de la sonde : elle « atténue » ! Et donc réduit la sensibilité de l'oscilloscope. Par exemple, si celui-ci présente un maximum de 50 mV/division, cela ne fera plus que 500 mV/div. avec la sonde 1/10 !

Il peut donc y avoir parfois limite d'utilisation de cette sonde. Cependant, à chaque fois que sensibilité de l'oscilloscope et amplitude des signaux sont compatibles avec le prélèvement par sonde, il faut utiliser celle-ci, car c'est la seule manière de faire, permettant de voir les signaux sous une forme proche de la réalité. Tout

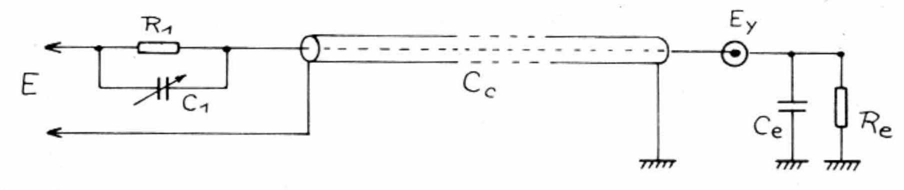


Fig. 4. – La sonde atténuatrice.

autre mode de prélèvement est perturbant, ne l'oublions pas :
– par impédance insuffisante,
– par capacité parasite trop grande,
– par induction possible, si le fil de liaison n'est pas blindé.

Formation de l'oscillogramme

Jusqu'à présent, nous ne nous sommes pas inquiété de la formation de l'image sur l'écran du tube cathodique, ne faisant intervenir que la déviation verticale $Y = K(V_1 - V_2)$, provoquée par le signal.

Certes, cette déviation seule est déjà intéressante puisqu'elle permet de mesurer $V_1 - V_2$, mais elle n'est pas suffisante puisqu'elle ne donne pas la forme du signal ! Pour obtenir cela, il va falloir faire intervenir les plaques de déviation horizontales du tube cathodique.

Généralement, le signal observé varie dans le temps de manière périodique. C'est donc en fonction du temps que l'observation va être faite. Pour cela c'est très simple : il suffit de dévier le spot à vitesse constante de gauche à droite. A chaque position horizontale de ce spot, correspond par la déviation verticale une position verticale du point lumineux, ce qui fait que la position sur l'écran a des coordonnées qui dépendent, pour l'ordonnée, de l'amplitude du signal et, pour l'abscisse, du temps ! Le résultat, on le devine, est une belle représentation graphique du signal en fonction du temps ! C'est exactement ce que l'on voulait !

Hélas, l'écran est trop court et le temps trop long ! L'observation va donc s'arrêter à la limite droite de cet écran, la suite étant perdue ! Dans de telles conditions, l'oscillogramme n'est qu'un très bref aperçu d'un phénomène qui dure bien plus longtemps !

Pour passer de cet aperçu à une observation en continu, il suffit de pratiquer un *balayage* répété de l'écran. Le spot revenant à gauche quand il est arrivé au bout de la trace.

Le phénomène peut alors s'illustrer selon la figure 5. Dans les conditions représentées, les traces successives vont se superposer et l'observateur verra une image fixe. Mais pour en arriver là, il faut que certaines conditions soient bien remplies :
– Le phénomène observé doit être périodique, c'est-à-dire se répéter identique à lui-même, à intervalles de temps constants (la période !). C'est le cas de la figure 5, évidemment.
– Pour qu'il y ait superposition des traces, il faut qu'elles soient identiques, donc doivent commencer exactement au même point (noté sur la figure *point de déclenchement)* et durer exactement le même temps.

Il faut donc avoir un balayage en parfait synchronisme avec le signal observé. Comme il n'est pas question d'intervenir sur ce signal, c'est le balayage qui doit être amené à égalité de vitesse.

Deux méthodes sont utilisées pour cela :

Le balayage relaxé

Dans ce cas, un oscillateur à relaxation (c'est-à-dire du type RC) génère les tensions nécessaires au balayage. On notera tout de suite que, la tension en question, devant déplacer le spot à vitesse régulière, doit être elle-même à variation régulière ou *linéaire*. C'est donc une rampe à pente constante. A la fin du balayage, on revient automatiquement à zéro pour un nouveau départ et on recommence. Une telle tension est dite en dents de scie (voir fig. 6). En mode relaxé, le balayage est permanent, même hors observation. La vitesse est bien sûr réglable, de quelques périodes par seconde, à quelques centaines de milliers. Il est indispensable de prévoir plusieurs gammes, avec un vernier de réglage agissant dans toutes ces gammes.

Les oscillateurs à relaxation, étant d'un tempérament assez instable, sont difficilement étalonnables avec précision.

Pour l'observation, on va jouer sur le commutateur de gammes, puis sur

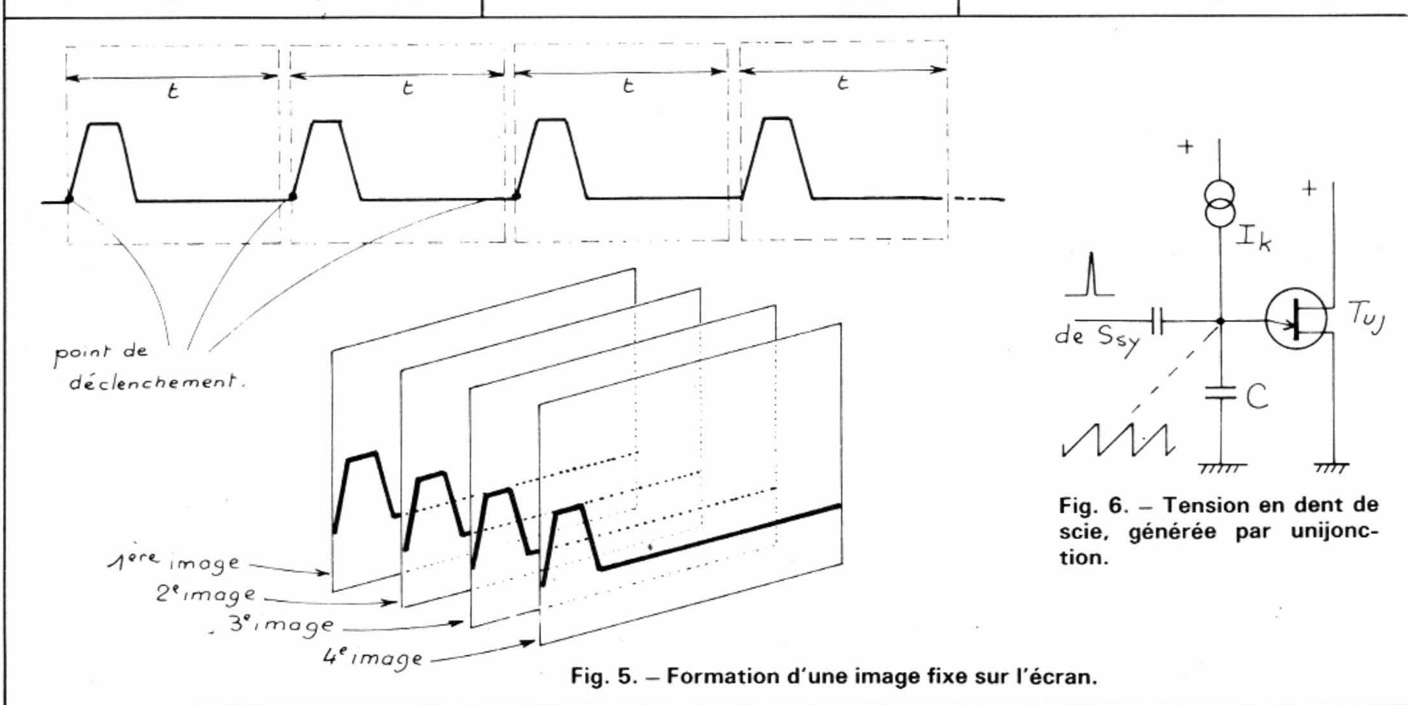


Fig. 5. – Formation d'une image fixe sur l'écran.

Fig. 6. – Tension en dent de scie, générée par unijonction.

le vernier jusqu'à amener signal et oscillateur à égalité de fréquence. Alors l'image s'immobilise (comme la roue de la diligence, dans les westerns !). C'est de la « stroboscopie » ! Mais l'oscillateur de balayage étant instable, cet arrêt ne dure pas et l'image se remet à défiler, soit vers la droite si le balayage « avance », soit vers la gauche s'il « retarde » !

Un verrouillage s'impose donc : c'est la synchronisation !

Pour en comprendre le fonctionnement, il faut se retourner vers l'oscillateur de relaxation. La rampe est générée par la charge, à courant constant I_K, d'un condensateur C, associé à un dispositif de décharge, par exemple un transistor *unijonction*. Un tel transistor a la propriété de se « court-circuiter » lorsque la tension d'entrée atteint un seuil donné. Ce court-circuit décharge C. La charge peut alors recommencer : il y a génération de la fameuse tension de balayage, en dents de scie ! Imaginons maintenant que, en fin de rampe, nous injections sur l'entrée, par S_{SY} une impulsion positive brève, laquelle, ajoutée à la tension instantanée de rampe, la fait « crever le seuil » de court-circuit. Celui-ci se produit alors à cet instant, terminant prématurément la rampe. Si l'impulsion est injectée à chaque période, la fin de charge (ou le début de la décharge) va donc parfaitement coïncider avec cette impulsion. L'oscillateur en dents de scie est **synchronisé sur les impulsions.**

Notons que :

– La période propre du relaxateur est raccourcie dans des proportions assez mal définies, ce qui augmente encore les difficultés d'étalonnage éventuel de la vitesse de balayage.

– L'impulsion doit nécessairement se produire en fin de rampe, pour provoquer le retour de balayage prématuré.

– L'amplitude de la dent de scie est légèrement réduite.

Les impulsions synchronisantes sont obtenues à partir du signal à observer, lequel est prélevé sur les sorties « sync », dans le cas de la figure 3. Les deux sorties « sync » permettent de disposer de polarités opposées, d'où possibilité de synchro, soit sur les pentes positives du signal, soit sur les négatives.

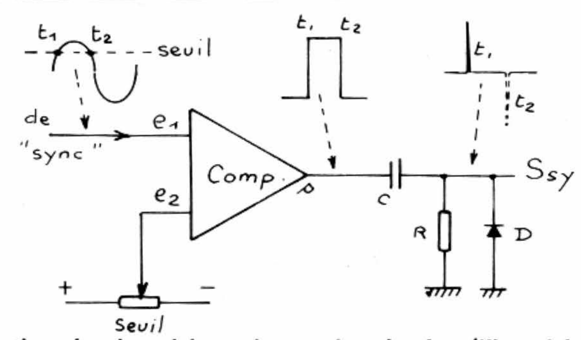


Fig. 7. – Formation des impulsions de synchronisation (l'impulsion négative est supprimée par D).

Un comparateur est chargé de créer les impulsions. Le signal est appliqué sur une entrée, l'autre recevant la tension réglable de seuil. Quand le signal dépasse la tension de seuil, à l'instant t_1, la sortie bascule brusquement, passant au niveau haut et y restant jusqu'à ce que, à t_2, le signal repasse sous le seuil. La sortie rectangulaire est différenciée. L'impulsion négative est éliminée par D et la positive est injectée, comme vu plus haut, dans le relaxateur. Le réglage du niveau de seuil permet d'ajuster le point de synchronisation, donc le point du signal apparaissant au début de la trace.

Pour conclure sur ce premier mode :

– Beaucoup de difficultés pour faire un étalonnage en temps de la déviation horizontale, puisque celle-ci est fonction d'un relaxateur instable et surtout des conditions exactes de synchronisation.

– Difficulté pour obtenir l'immobilisation de la trace, le balayage devant être amené aux conditions permettant la synchronisation. D'où zones étroites de stabilité, séparées par de larges zones d'instabilité.

Le balayage relaxé est donc une méthode simple convenant aux oscilloscopes de bas de gamme. Une autre méthode plus performante est retenue pour les bons oscilloscopes. Nous l'étudierons le mois prochain.

F. THOBOIS

Bloc-notes

UN DATA BOOK C.MOS NATIONAL SEMICONDUCTOR

Semiconductor Corporation a publié un nouveau Databook C.MOS, représentant la source d'information la plus complète qui soit sur les produits C.MOS actuellement disponibles.

Cet ouvrage ne comporte pas moins de 1 484 pages, regroupant les feuilles de caractéristiques des 395 produits disponibles chez National, parmi lesquels figurent plus de 250 produits microC.MOS – c'est ainsi que sont désignés chez National les produits C.MOS de pointe réalisés suivant une technologie de porte au silicium et isolation d'oxyde de très faibles dimensions. Les produits microC.MOS de National utilisent des structures à la fois N et P fabriquées avec 1, 2 ou 3 couches d'interconnexion métallique ou 1, 2 ou 3 couches d'interconnexion polysilicium. Les produits microC.MOS actuels possèdent des géométries de 2 ou 3 microns ; des géométries de 1,5, 1,25 et inférieures au micron sont en cours de développement.

Le manuel est découpé en 16 sections pratiques, par catégorie de produits, et comprend de plus un index des sections et un index alphanumérique. Outre les caractéristiques des circuits intégrés, le Databook comporte des informations sur les microcontrôleurs COPs de National, sur les modules micro-ordinateurs industriels C.MOS CIM, ainsi que sur les systèmes de développement pour microprocesseurs. La dernière section est consacrée à des informations portant sur les boîtiers et leurs dimensions physiques.

La nouvelle édition 1984 du Databook C.MOS n'est disponible qu'auprès des distributeurs officiels National Semiconductor.

COPs et CIM sont des marques déposées de National Semiconductor Corporation.